

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-058252

(43)Date of publication of application : 25.02.2000

(51)Int.Cl.

H05B 6/66
H05B 6/68

(21)Application number : 10-222977

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND
CO LTD

(22)Date of filing : 06.08.1998

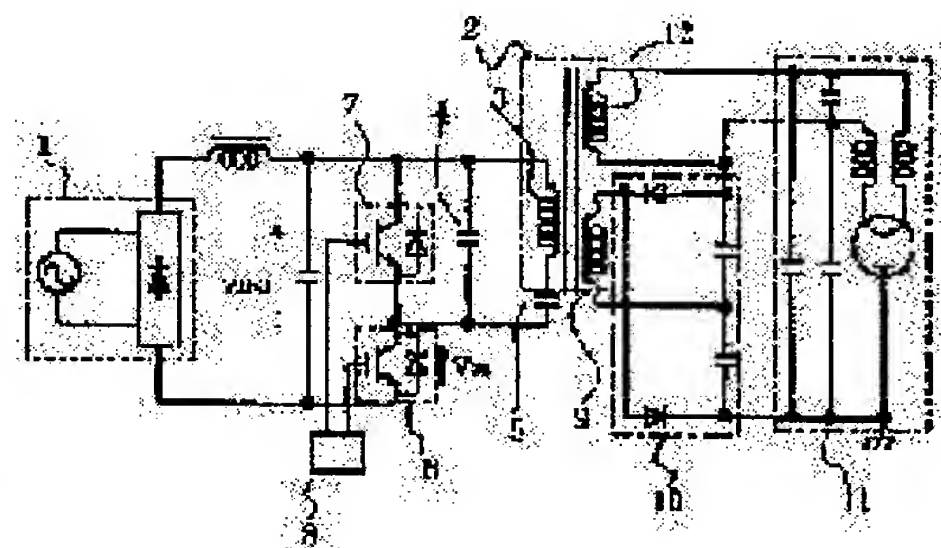
(72)Inventor : BETSUSOU DAISUKE
YASUI KENJI
SAKAMOTO KAZUHO
MIHARA MAKOTO
SAKAI SHINICHI
SUENAGA HARUO
ISHIO YOSHIAKI
MORIYA HIDEAKI
NAGATA HIDETOMO
OMORI HIDEKI

(54) HIGH FREQUENCY HEATING DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce the breakdown voltage and enhance control capability of a semiconductor switching device in a power conversion device for magnetron driving of a high frequency heating device.

SOLUTION: This high frequency heating device is constituted with a DC power source 1, a leakage transformer 2 connected to the DC power source 1, a second capacitor 5 connected in series to the primary winding 3 of the leakage transformer 2, a first capacitor 4, a second semiconductor switching device 7 connected to the DC power source 1, a first semiconductor switching device 6 connected in series to the second semiconductor switching device 7, a drive means for driving the first semiconductor switching device 6 and the second semiconductor switching device 7, a rectifying means 10 connected to the secondary winding of the leakage transformer 2, and a magnetron 11 connected to the rectifier means 10.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]	05.09.2000
[Date of sending the examiner's decision of rejection]	
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]	
[Date of final disposal for application]	
[Patent number]	3191773
[Date of registration]	25.05.2001
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]	
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]	
[Date of extinction of right]	

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-58252

(P2000-58252A)

(43) 公開日 平成12年2月25日 (2000.2.25)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 5 B 6/66		H 0 5 B 6/66	B 3 K 0 8 6
6/68	3 2 0	6/68	3 2 0 A
			3 2 0 E

審査請求 未請求 請求項の数14 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願平10-222977

(22) 出願日 平成10年8月6日 (1998.8.6)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 別荘 大介

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72) 発明者 安井 健治

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74) 代理人 100097445

弁理士 岩橋 文雄 (外2名)

最終頁に続く

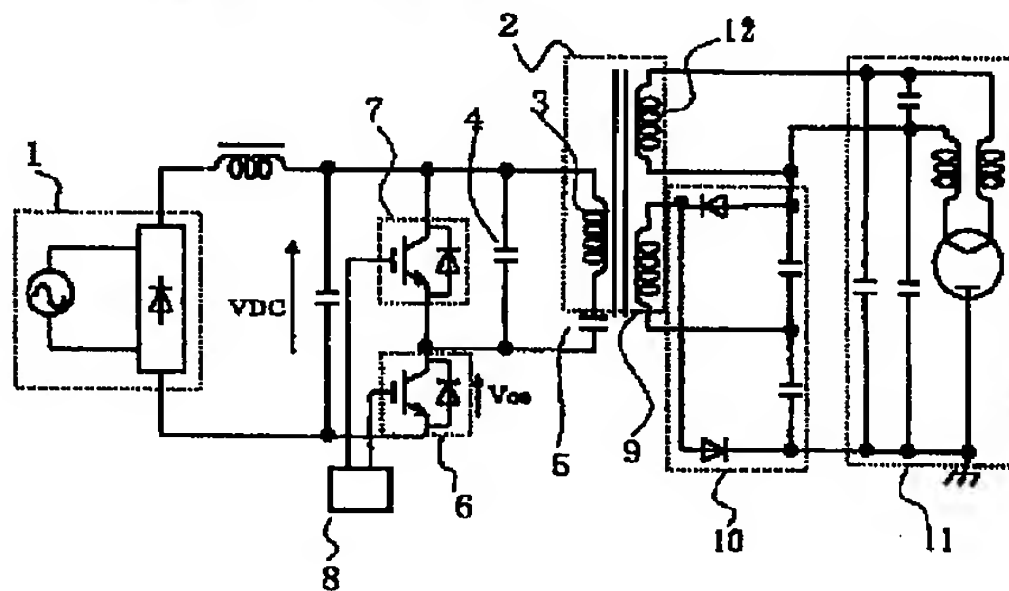
(54) 【発明の名称】 高周波加熱装置

(57) 【要約】

【課題】 本発明は高周波加熱装置のマグネトロン駆動用の電力変換装置に関し、半導体スイッチング素子の低耐圧化と制御性の向上を目的とする。

【解決手段】 直流電源1と、前記直流電源1に接続されるリーケージトランス2と、前記リーケージトランス2の1次巻線3側に直列に接続される第2のコンデンサ5と、第1のコンデンサ4と、前記直流電源1に接続される第2の半導体スイッチング素子7と、前記第2の半導体スイッチング素子7に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子6と、前記第1の半導体スイッチング素子6と前記第2の半導体スイッチング素子7とを駆動する駆動手段と、前記リーケージトランス2の2次巻線側に接続される整流手段10と、前記整流手段に接続されるマグネトロン11とからなる構成とした。。

- | | |
|------------------|------------------|
| 1 直流電源 | 7 第2の半導体スイッチング素子 |
| 2 リーケージトランス | 8 駆動部 |
| 3 1次巻線 | 9 2次巻線 |
| 4 第1のコンデンサ | 10 全波倍電圧整流回路 |
| 5 第2のコンデンサ | 11 マグネトロン |
| 6 第1の半導体スイッチング素子 | |



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電源と、前記直流電源に接続されるリーケージトランスと、前記リーケージトランスの 1 次巻線側に直列に接続される第 2 のコンデンサと、第 1 のコンデンサと、前記直流電源に接続される第 2 の半導体スイッチング素子と、前記第 2 の半導体スイッチング素子に直列に接続される第 1 の半導体スイッチング素子と、前記第 1 の半導体スイッチング素子と前記第 2 の半導体スイッチング素子とを駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの 2 次巻線側に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから構成される高周波加熱装置。

【請求項 2】 出力をパルス幅で制御できるようにするため、第 2 のコンデンサの容量を大きくする構成とした請求項 1 記載の高周波加熱装置。

【請求項 3】 第 2 のコンデンサの容量 C_2 と、リーケージトランスの 1 次巻線インダクタンス L_1 と、

【数 1】

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \times C_2}}$$

で与えられる共振周波数 f_r と、駆動手段の動作周波数 f_0 との関係を

【数 2】

$$2.45 < \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} < 3.55$$

$$1.38 < f_0 / f_r < 4$$

を満たす構成とした請求項 1 記載の高周波加熱装置。

【請求項 4】 前記リーケージトランスの 2 次巻線側に接続される整流手段は

- (1) 全波倍電圧整流方式、
- (2) 半波倍電圧整流方式、
- (3) 全波整流方式、

(3) および前記リーケージトランスの 2 次巻線の中点にタップを設けてダイオードを介してマグネトロンに接続する中点タップ方式から選ばれた内の 1 つである請求項 1 記載の高周波加熱装置。

【請求項 5】 前記第 1 のコンデンサと、前記第 2 のコンデンサと前記リーケージトランスの 1 次巻線との直列回路とは、

(1) 前記第 1 のコンデンサは前記第 2 の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第 2 のコンデンサと前記リーケージトランスの 1 次巻線との直列回路は前記第 2 の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、

(2) 前記第 1 のコンデンサは前記第 1 の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第 2 のコンデンサと前記リーケージトランスの 1 次巻線との直列回路は前記第 2 の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、

成、

(3) 前記第 1 のコンデンサは前記第 1 の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第 2 のコンデンサと前記リーケージトランスの 1 次巻線との直列回路は、前記第 1 の半導体スイッチング素子と並列に接続される構成、

(4) 前記第 1 のコンデンサは前記第 2 の半導体スイッチング素子と並列に接続され、前記第 2 のコンデンサと前記リーケージトランスの 1 次巻線との直列回路は、前記第 1 の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、の内の 1 つの構成とした請求項 1 記載の高周波加熱装置。

【請求項 6】 直流電源は商用電源を整流して得る構成とし、商用電源電圧は 200V から 240V の範囲で、前記商用電源の電圧が高いほど第 2 のコンデンサの容量値を大きくし、リーケージトランスは同じ定数のものを用いる構成とした請求項 1 ないし 5 のいずれか 1 項に記載の高周波加熱装置。

【請求項 7】 商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源の電圧を検知する電源電圧検知部と、前記電源電圧検知部の出力を基本信号とするパルス幅変調部とを備え、前記パルス幅変調部の信号は駆動部に伝達され、前記駆動部は前記信号に従って半導体スイッチング素子を駆動する構成とした請求項 1 ないし 5 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置。

【請求項 8】 パルス幅変調部はデューティーの上限を設定する上限リミッタする機能を有する構成とした請求項 7 記載の高周波加熱装置。

【請求項 9】 商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源の電圧を検知する電源電圧検知部と、前記電源電圧検知部の出力を基本信号とする周波数変調部とを備え、前記周波数変調部の信号は駆動部に伝達され、前記駆動部は前記信号に従って半導体スイッチング素子を駆動する構成とした請求項 1 ないし 5 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置。

【請求項 10】 周波数変調部は周波数の下限を設定する下限リミッタする機能を有する構成とした請求項 9 記載の高周波加熱装置。

【請求項 11】 起動時周波数設定部を設け、起動時に周波数変調を解除して一定周波数制御を行なう構成とした請求項 9 記載の高周波加熱装置。

【請求項 12】 マグネトロン発振とともに、速やかに周波数変調をかける構成とした請求項 11 記載の高周波加熱装置。

【請求項 13】 マグネトロンの出力制御をパルス幅変調と周波数変調の両方で行う構成とし、パルス幅変調による出力制御を周波数変調による出力制御より優先させる構成とした請求項 7 または 9 記載の高周波加熱装置。

【請求項 14】 第 1 の抵抗と第 2 の抵抗とを直列接続したものを、前記直流電源に並列に接続し、前記第 1 の抵抗

10

20

30

40

50

と前記第2の抵抗との接続点を、前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子との接続点に接続する構成とした請求項1ないし5のいずれか1項記載の高周波加熱装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明の技術分野は電子レンジ（英訳：Microwave oven）などのようにマグネトロンを用いて誘電加熱を行う高周波加熱装置の分野で、特にマグネトロンを駆動する電源装置の回路構成に関するものである。

【0002】

【従来の技術】家庭用高周波加熱装置をはじめ、様々な機器には電源が搭載されている。従来の電源は重たく、かつ、大きいものであったので、その小型、軽量化が望まれてきた。このため、電源のスイッチング化による小型、軽量、低コスト化が現在の様々な分野で積極的に進められている。マグネトロンで発生されるマイクロ波により食品を調理する高周波加熱装置も、マグネトロンを駆動するための電源の小型化、軽量化が要求され、スイッチング化によりその要求を実現することが、特許（PC T出願した「アクティブ クランプ インバータ」の特許：出願No. 不明）で紹介されている。

【0003】同特許はスイッチング電源の重要な技術である、高い周波数で動作する半導体スイッチング素子のスイッチング損失を低減するために、共振型回路方式を用いている。さらに、同特許は共振回路の作用により、半導体スイッチング素子に印加する電圧が高くなり、これにより半導体スイッチング素子、あるいは関連する電気部品の耐電圧が高くなり、結果として大型化、高コスト化となる問題点を解決するために、以下に示す構成としている。

【0004】すなわち、図19に示すように、直流電源51と、前記直流電源51に接続されるリーケージトランス52と、前記リーケージトランス52の1次巻線53側に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子56と、第1のコンデンサ54と、第2のコンデンサ55と第2の半導体スイッチング素子57との直列回路と、前記第1の半導体スイッチング素子56と前記第2の半導体スイッチング素子57とを駆動する発振器を有する駆動手段58と、前記リーケージトランス52の2次巻線59側に接続される整流手段60と、前記整流手段60に接続されるマグネトロン61とから成り、前記第2のコンデンサ55と前記第2の半導体スイッチング素子57との前記直列回路を前記リーケージトランス52の1次巻線53側に並列に接続する構成とする。

【0005】この回路構成の特徴は、リーケージトランス52とともに共振回路を構成する第1のコンデンサ54よりも容量値の大きい補助的な第2のコンデンサ55を用いることにより、主なる第1の半導体スイッチング素子56

の印加電圧を低減することができるという点にある。

【0006】直流電源51を、商用電源を整流して構成する場合を考えると、日本では100V、米国では120V、英国では240V、独国では220Vと国によって商用電源電圧が異なる。日本でも業務用機器などは大電力を消費するので200Vの商用電源から電力供給を受けるものが多い。このように、商用電源電圧が100V、あるいは120Vであるなら、前記した回路構成であっても、主なる第1の半導体スイッチング素子56の印加電圧は低くできる。しかしながら、商用電源電圧が200V以上になると、前記した回路構成であっても、主なる第1の半導体スイッチング素子56の印加電圧の低減は不十分である。また、リーケージトランス52の1次巻線および2次巻線のインダクタンスや、第1のコンデンサ54および前記第2のコンデンサ55の容量値を変更する必要が生じる。表2は商用電源電圧が100Vの場合と200Vの場合のリーケージトランス52、第1のコンデンサ54および、前記第2のコンデンサ55の定数と第1の半導体スイッチング素子56の電圧とを示したもので、例えば、リーケージトランス52の1次巻線のインダクタンスはおおよそ4倍に、巻数はおおよそ2倍になることから、その構造は大きく変わることになる。また、第1の半導体スイッチング素子56の印加電圧が2倍になるため耐圧を上げる必要が生じる。

【0007】ここで、従来の回路方式について若干の説明を加える。リーケージトランス52と、第1のコンデンサ54および、第2のコンデンサ55の並列共振回路は共振作用により1次巻線53の電圧を直流電源電圧より高くなるようにしている。従って、前述したように、高い電圧の商用電源から直流電源を構成すると、さらに1次巻線53の電圧が高くなる。そこで、リーケージトランス52の昇圧比（1次巻線53と2次巻線59との巻数比）を下げることで、1次巻線53の電圧を低減するために1次巻線53の巻数を増やす必要が生じる。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】本発明は高周波加熱装置のマグネトロンを駆動する電源に関するもので、従来のマグネトロン駆動電源に用いている回路方式の問題点を解消するためになされたもので、高い電圧の直流電源を用いる場合に生じる、半導体スイッチング素子に印加する電圧が高くなるという問題点と、リーケージトランス、第1のコンデンサおよび、第2のコンデンサの大きな定数変更という問題点とを解決するためになされたものである。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明は上記課題を解決するために以下に示す構成を用いる。

【0010】直流電源と、前記直流電源に接続されるリーケージトランスと、前記リーケージトランスの1次巻線側に直列に接続される第2のコンデンサと、第1のコ

ンデンサと、前記直流電源に接続される第2の半導体スイッチング素子と、前記第2の半導体スイッチング素子に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子とを駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線側に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから構成する。これにより、前記リーケージトランスの1次巻線と第2のコンデンサとの直列接続による作用により、前記第1および第2の半導体スイッチング素子の印加電圧を低減

【0011】

【発明の実施の形態】本発明は直流電源と、前記直流電源に接続されるリーケージトランスと、前記リーケージトランスの1次巻線側に直列に接続される第2のコンデンサと、第1のコンデンサと、前記直流電源に接続される第2の半導体スイッチング素子と、前記第2の半導体スイッチング素子に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子とを駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線側に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから構成することにより、前記リーケージトランスの1次巻線と第2のコンデンサとの直列接続による作用により、前記第1および第2の半導体スイッチング素子の印加電圧を低減することができるとともに、リーケージトランス、第1のコンデンサおよび、第2のコンデンサの定数変更が小さくなるという作用がある。

【0012】また、第2のコンデンサの容量を大きくする構成とすることにより出力をパルス幅で制御できるようになる作用がある。

【0013】また、第2のコンデンサの容量C2と、リーケージトランスの1次巻線インダクタンスL1と、(数1)で与えられる共振周波数 f_r と、駆動手段の動作周波数 f_0 との関係を(数2)、 $1.38 < f_0 / f_r < 4$ を満たす構成とすることにより、出力をパルス幅で制御できるようになる作用がある。

【0014】また、前記リーケージトランスの2次巻線側に接続される整流手段は、(1)全波倍電圧整流方式、(2)半波倍電圧整流方式、(3)全波整流方式、(3)および前記リーケージトランスの2次巻線の中点にタップを設けてダイオードを介してマグネトロンに接続する中点タップ方式から選ばれた内の1つの構成とすることにより、第1の半導体スイッチング素子がオフした期間にリーケージトランスのエネルギーが上記整流方式に有効に蓄積されるので第1と同様な作用が得られる。

【0015】また、前記第1のコンデンサと、前記第2の

コンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路とは、(1)前記第1のコンデンサは前記第2の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は前記第2の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、(2)前記第1のコンデンサは前記第1の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は前記第2の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、(3)前記第1のコンデンサは前記第1の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は、前記第1の半導体スイッチング素子と並列に接続される構成、(4)前記第1のコンデンサは前記第2の半導体スイッチング素子と並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は、前記第1の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、の内の1つの構成とすることにより、第1と同様な作用を有する。

【0016】また、直流電源は商用電源を整流して得る構成とし、商用電源電圧は200Vから240Vの範囲で、前記商用電源の電圧が高いほど第2のコンデンサの容量値を大きくし、リーケージトランスは同じ定数のものを用いる構成とすることにより、回路の電流特性を同等にすることができるとい作用を有する。

【0017】また、商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源の電圧を検知する電源電圧検知部と、前記電源電圧検知部の出力を基本信号とするパルス幅変調部とを備え、前記パルス幅変調部の信号は駆動部に伝達され、前記駆動部は前記信号に従って半導体スイッチング素子を駆動する構成とすることにより、商用電源の電流の休止期間を短くでき、かつ、電流ピーク値を低減できるという作用を有する。

【0018】また、パルス幅変調部はデューティーの上限を設定する上限リミッタする機能を有する構成とすることにより、デューティーの増加とともに出力が増加し、回路の特性で出力が減少する直前でデューティーが制限できるので、デューティーと出力との関係がほぼ比例の関係にある領域で制御できるという作用がある。

【0019】第8に、商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源の電圧を検知する電源電圧検知部と、前記電源電圧検知部の出力を基本信号とする周波数変調部とを備え、前記周波数変調部の信号は駆動部に伝達され、前記駆動部は前記信号に従って半導体スイッチング素子を駆動する構成とすることにより、商用電源電圧エンベロープが低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティーを大きくし、さらに動作周波数を下げればより出力を増大する事ができるという作用を有する。

【0020】また、周波数変調部は周波数の下限を設定する下限リミッタする機能を有する構成とすることによ

り、可聴周波数帯で動作しないようにすることができる作用を有する。

【0021】また、起動時周波数設定部を設け、起動時に周波数変調を解除して一定周波数制御を行なう構成とすることにより、低い周波数で動作できるのでマグネトロンのカソードのインピーダンスを低減することができるという作用を有する。

【0022】また、マグネトロン発振とともに、速やかに周波数変調をかける構成とすることにより、過大な電力の投入が抑制されるという作用を有する。

【0023】また、マグネトロンの出力制御をパルス幅変調と周波数変調の両方で行う構成とし、パルス幅変調による出力制御を周波数変調による出力制御より優先させる構成とすることにより、出力低減時はパルス幅変調が周波数変調より優先されるので、マグネトロンのカソードのインピーダンスは周波数変調を優先して行う場合に比較して、その増大を抑制することができるという作用を有する。

【0024】また、第1の抵抗と第2の抵抗とを直列接続したものを、前記直流電源に並列に接続し、前記第1の抵抗と前記第2の抵抗との接続点を、前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子との接続点に接続する構成とすることにより、駆動初期に前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子の両方に電圧を印加することができるので、リーケージトランスの2次巻線9に過大電圧が発生することを防止できるという効果がある。

【0025】

【実施例】（実施例1）図1は本発明の実施形態1における高周波加熱装置に用いるマグネトロンを駆動する電力変換装置の構成を示す回路図である。実施形態1における高周波加熱装置は直流電源1、リーケージトランス2、第1の半導体スイッチング素子6、第1のコンデンサ4、第2のコンデンサ5、第2の半導体スイッチング素子7、駆動部8、全波倍電圧整流回路10、およびマグネトロン11から構成されている。直流電源1は商用電源を全波整流して直流電圧VDCを、第2のコンデンサ5とリーケージトランス2の1次巻線3との直列回路に印可する。第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7とは直列に接続され、リーケージトランス2の1次巻線3と第2のコンデンサ5との直列回路は第2の半導体スイッチング素子7に並列に接続される。

【0026】第1のコンデンサ4は第2の半導体スイッチング素子7に並列に接続される。リーケージトランス2の2次巻線9で発生した高電圧出力は、全波倍電圧整流回路10で直流の高電圧に変換されてマグネトロン11のアノード-カソード間に印加される。リーケージトランス2の3次巻線12は、マグネトロン11のカソードに電流を供給する。マグネトロン11の駆動条件について

は特許15793J2Aに述べられているので説明は省略する。

【0027】第1の半導体スイッチング素子6はIGBTと、それに並列に接続されるダイオードとから構成されている。第2の半導体スイッチング素子7も同様にIGBTとダイオードとから構成されている。

【0028】駆動部8は、その内部に第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7の駆動信号をつくるための発振部を有し、この発振部で所定周波数とデューティの信号が発生され、第1の半導体スイッチング素子6に駆動信号を与えている。第2の半導体スイッチング素子7には、第1の半導体スイッチング素子6の駆動信号を反転し遅延時間を持たせた信号が与えられる。

【0029】図1の回路の動作は図2に示されるモードに分けることができる。この回路動作を図2と半導体スイッチング素子の電圧電流波形図を示した図3を参照して説明する。

【0030】モード1は第1の半導体スイッチング素子6に駆動信号が与えられる。このとき電流は直流電源1からリーケージトランス2の1次巻線3と第2のコンデンサ5を通して流れる。モード2では第1の半導体スイッチング素子6がオフし、1次巻線3と第2のコンデンサ5を通して流れていた電流は第1のコンデンサ4に向かって流れ始めると同時に第1の半導体スイッチング素子6の電圧が上昇する。モード3では第1のコンデンサ4の電圧がVDCから0Vに向かう。モード3では第1のコンデンサ4の両端電圧が0Vに達して、第2のスイッチング素子7を構成するダイオードがオンする。モード4では共振により1次巻線3と第2のコンデンサ5を通して流れていた電流の向きが反転するようになるので、この時点で第2の半導体スイッチング素子7がオンしている必要がある。モード2、3、4の期間は第1の半導体スイッチング素子6の電圧は直流電源電圧VDCと同等となる。欧州のように商用電源電圧が実効値230Vの地域は電圧ピークが $\sqrt{2}$ 倍になるので直流電源電圧VDCはおおよそ325Vとなる。モード5では第2の半導体スイッチング素子7がオフし、第2のコンデンサ5と1次巻線3に流れていた電流は第1のコンデンサ4に向かって流れ始め、第1のコンデンサ4の電圧がVDCまで上昇する。

【0031】モード6では第1のコンデンサ4の電圧がVDCに達して、第1の半導体スイッチング素子6を構成するダイオードがオンする。共振により1次巻線3と第2のコンデンサ5を通して流れていた電流の向きが反転するようになり、この時点で第1の半導体スイッチング素子5をオンしておく必要あり、これがモード1となる。モード6、1の期間は第2の半導体スイッチング素子7の電圧は直流電源電圧VDCと同等となる。

【0032】このように本回路構成によれば第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子

7に印加する電圧の最大値を直流電源電圧VDCとすることができる。

【0033】モード2とモード5は1次巻線3からの電流が第1のコンデンサ4と第2のコンデンサ5に電流が流れる共振期間である。第1のコンデンサ4の容量値は第2のコンデンサ5の容量値の約1/20から1/30の値に設定しているので、合成容量は、ほぼ第1のコンデンサ4の容量値にちかくなる。この合成容量とリーケージトランス3のインピーダンスとで決まる時定数で第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7に印加するモード3、5における電圧が変化する。この電圧変化が前記した時定数で定まる傾きを持つことにより、第1の半導体スイッチング素子のモード3におけるオフ時のスイッチング損失が軽減される。さらに、モード5では電圧がゼロになるので第1の半導体スイッチング素子のモード1におけるオン時は第1の半導体スイッチング素子の印加電圧はゼロであるのでオン時のスイッチング損失が低減される。これをゼロ電圧スイッチングと呼び、これらが共振回路方式の特徴であり、本方式はこの特徴を活かし、かつ、半導体スイッチング素子の電圧は直流電源電圧VDC以上にはならないという利点がある。

【0034】第2のコンデンサ5は図3に示すように、その電圧がリップルの少ないものになるように十分大きな容量値に設定しており、これが本発明の大きな特徴である。

【0035】表1は回路の構成要素の定数と動作周波数とを示したもので、この中で第3のコンデンサ13とは図5に示されるように直流電源の構成要素の一つで、同じく直流電源の構成要素の一つであるインダクタとでフィルタを構成し、高周波電流が基となる電圧源に回生しないように作用するものである。第2のコンデンサ5の容量は、この第3のコンデンサ13とほぼ同等の大きな容量を有する。第2のコンデンサ5の容量を本発明のように大きくした場合（第3のコンデンサ13とほぼ同等の大きさ）と、小さくした場合（第3のコンデンサ13のほぼ半分）の出力特性を図6に示す。同図の出力特性は第1の半導体スイッチング素子6の駆動信号の一定周期に対するオン時間の比率（デューティ）で制御する場合で、ゼロ電圧スイッチングができる範囲で出力特性を示しており、周波数は一定である。同図から明らかなように、出力可変範囲は第2のコンデンサ5の容量が大きいほど広くなるという特徴がある。

【0036】第2のコンデンサ5の容量が大きい場合と小さい場合とで、第1の半導体スイッチング素子に流れる電流波形がどのように変わるかを図Aに示す。容量が大きい場合、導通時間Ton期間中の電流の傾きは直線的であるが、容量の小さい場合、丸みを持つ波形となる。この状態から導通時間をTon1'に増加すると、容量の大きい場合は電流が直線的に増加して、その面積は斜線部

分で示すだけ増加する。この電流の面積は出力の大きさを決めるものであるが、容量の小さい場合は増加する面積が、容量の大きい場合に比べて小さい。すなわち、導通時間を増加、あるいは減少させても出力の変化が少ないことを示しており、導通時間（パルス幅）で出力を制御しにくいことを表している。

【0037】容量が小さい場合でも、電流が直線的に変化する領域Ton2で使用すれば導通時間で出力の制御が可能になるが、この場合、オフ時間を短くしなければゼロ電圧スイッチングができなくなる。このため、リーケージトランスの1次巻線インダクタンスを小さくして共振周波数を高める必要がある。すなわち、第2のコンデンサの容量C2と、リーケージトランスの1次巻線インダクタンスL1と、両者で決まる共振周波数frと、動作周波数f0とを適切な関係になるように選択する必要がある。共振周波数frを数1で表し、

【0038】

【数3】

$$fr = \frac{1}{2 \times \pi \sqrt{L_1 \times C_2}}$$

【0039】本発明は、第2のコンデンサの容量C2と、リーケージトランスの1次巻線インダクタンスL1と、共振周波数frと、動作周波数f0とを数2を満たすように選択することにより、パルス幅での出力制御を可能としている。

【0040】

【数4】

$$2.45 < \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} < 3.55$$

【0041】 $1.38 < f_0 / f_r < 4$

（実施例2）マグネトロン11は発振するとインピーダンスが小さくなる非線型な負荷であるので、正常な共振動作（ゼロ電圧スイッチング）を行なうためにインピーダンス変換を行なう要素はこの点を考慮する必要がある。この要素がリーケージトランス2であり、リーケージを持たすことにより正常な共振動作を実現する。リーケージトランス2の2次巻線9はマグネトロンを駆動するための高電圧を発生する巻線であり、その出力端に整流手段を接続している。マグネトロンは負の電圧で付勢され、その電圧は約-4kVになるがリーケージトランス2で発生される正の電圧を有効に活用するため整流手段は図1で示される全波倍電圧整流手段か、あるいは図7（a）に示す半波倍電圧整流手段か、図7（b）に示される全波整流手段か、図7（c）に示される中点タップ方式かのいずれかが選択される。さらに図1に示されるようにリーケージトランス2は3次巻線を備え、マグネトロンのカソードを加熱するための電力供給を行なう。マグネトロンのカソードにはインダクタとコンデン

サとからなるフィルタが接続されており、これによりカソードから発生するノイズを除去する。カソードのインピーダンスは約 0.3Ω で前記インダクタのインピーダンスは周波数によって変化し、30kHzで 0.4Ω とカソードインピーダンスと同じくらいになることから、そのインピーダンスがカソード電流に与える影響は大きなものとなる。従って前述したように第2のコンデンサの容量が大きくなることにより、一定周波数で出力を可変できる範囲が広がるということはカソード電流の安定性を良くするという効果が得られる。

【0042】（実施例3）本発明の電力変換装置は200V系の商用電源を整流して得られる直流電源を電力源とするが、Background of the Inventionで述べたように世界的に見れば商用電源電圧はおよそ200Vから240Vになる。このような電源電圧に対して、同等な手段で出力制御ができることが望ましい。しかしながら、40Vの電圧差では同等な回路定数で同等な制御手段を用いることが困難であり、第2のコンデンサ5やリーケージトランス2の定数変更が必要となる。

【0043】第2のコンデンサ5とリーケージトランス2とマグネトロン11とを簡略化して図8の等価回路で示すことができる。同図の交流信号源の電流特性を図9に示す。同図のAは第2のコンデンサの容量が4.5uF、交流信号源電圧が200Vの場合でリーケージトランスの定数は表1に示される値である。図9のBは第2のコンデンサの容量が5.5uF、交流信号源電圧が240Vの場合でリーケージトランスの定数はAと同じである。本発明の電力変換装置は可聴周波数以上の周波数の20kHzから40kHz以下程度で動作させるので、この領域ではA、Bの交流信号源電流はほぼ同じ特性を持っていることがわかる。このように電源電圧が高い場合は第2のコンデンサ容量を大きくして、共振周波数を下げ、先鋭度を上げることで、20kHzから40kHzでの特性をほぼ同等とすることができるので、リーケージトランス2の定数変更は不要となる。

【0044】（実施例4）商用電源を整流して直流電源を構成する場合、例えば全波整流した電圧をコンデンサによって平滑するが、平滑の度合いを大きくするほど商用電源の電流波形の歪みが大きくなる。これを抑制するため本発明の電力変換装置は平滑するコンデンサの容量値をできるだけ小さなものにしていく。図10は本発明の電力変換装置の回路ブロックを示したもので、商用電源を整流回路で整流した全波整流電圧の波形は商用電源周波数のエンベロープを持つ。このような電圧が以降の半導体スイッチング素子や共振回路に供給されマグネトロンを駆動するため、マグネトロンに流れるアノード電流波形も商用電源周波数のエンベロープを持つ。マグネトロンは3.8kVの電圧で発振するので、商用電源電圧が低い期間は発振できない休止期間がある。このためアノード電流エンベロープは不連続になり、商用電源の電流波形も

同様に不連続なエンベロープとなる。これが商用電源の電流波形歪みの原因となるので、この電流の休止期間をできるだけ短くする必要がある。また、マグネトロンの寿命はアノード電流のピーク値に大きく依存し、電流ピーク値が高くなると寿命が短くなるので、約1.2A以下にする必要がある。

【0045】このため、本発明の電力変換装置は商用電源電圧のエンベロープに従って半導体スイッチング素子の駆動信号のデューティーを変化させている。すなわちエンベロープの電圧が低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティーを大きくしている。

【0046】実施形態1で述べたように、出力とデューティーの関係は図6に示されており、デューティー約40%で出力が最大となるので、エンベロープの電圧が低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティーを大きくする場合、実用的にはデューティーが16から40%の間で用いることになる。

【0047】図10はエンベロープの電圧が低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティーを大きくするためのパルス幅変調部を設けた回路構成を示したブロック図である。パルス幅変調部は商用電源電圧を検知する電圧検知回路の出力を基本信号としている。パルス幅変調部の内部では基本信号を反転増幅したり、あるいは部分的に倍率を変更する操作を行う。なぜなら、電圧検知回路の出力どおりにパルス幅変調信号を形成すると、商用電源の電流波形が台形に近い形状となるため、かえって歪みを大きくしてしまうからである。従って、パルス幅変調部は図11に示されるように商用電源電圧エンベロープに応じてパルス幅変調信号を出力している。この出力に従って、駆動部は半導体スイッチング素子を駆動する。

【0048】前述したように、デューティーは約40%以上になると、出力が下がってしまうので、パルス幅変調部には上限リミッタする機能を付加してある。図14の期間Aは上限リミッタが作用して、デューティーが約40%以上にならないようにしている。

【0049】（実施例5）商用電源電圧のエンベロープに従って半導体スイッチング素子の駆動信号のデューティーを変化させ、エンベロープの電圧が低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティーを大きくする制御を行って、エンベロープの電圧の低い期間でも出力を増加させることをFourth exemplary embodimentで述べた。

【0050】出力の調整はデューティーだけでなく、周波数によっても変化する。本発明の電力変換装置は30kHz前後の動作周波数で用いるが、図11の特性図で示されるように共振回路の共振点に近づくほど入力電流が増大していることがわかる。従って、エンベロープの電圧が低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティーを大きくするとともに動作周波数を下げれば、より出力を増大する事ができる。

【0051】図12は商用電源電圧を検知する電圧検知回路の出力を基本信号として、周波数変調信号をつくる周波数変調部を設けた構成を示した回路ブロック図である。周波数変調部の内部では基本信号を正転増幅したり、あるいは部分的に倍率を変更する操作を行う。出力の周波数変調信号は駆動部に伝達され、駆動部はそれに従い半導体スイッチング素子を駆動する。

【0052】また、動作周波数が20kHz以下になると、可聴周波数帯になるので電力変換装置から音が聞こえることがあるので、周波数変調部には周波数の下限を約20kHzに制限する下限リミットを設けてある。図13の周波数変調部出力の期間Bで、この下限リミットが作用している。

【0053】マグネトロンは-4kV程度の電圧を印加され、かつカソードが適切な温度である2100OKになると発振する事ができるが、起動時にカソードの温度が2100OKに達するまである時間を要する。高速加熱を行うにはこの時間をなるべく短くすることが必要である。このため、起動時にはカソードになるべく大きな電流を流せばよい。しかしながら、図1の回路図で示したように、高電圧を発生する巻線(2次巻線)とカソードに電流を供給する巻線(3次巻線)は同一のリーケージトランス2に設けられているため、起動時に大きなカソード電流を流そうとすると、2次巻線電圧も大きくならざるおえず、このため整流回路10を構成する電気部品の耐圧を十分大きくすることが必要となる。ところが、マグネトロン11のカソードにはインダクタが設けられており、このインダクタのインピーダンスZはインダクタンスをL、周波数をfとすると $z = 2\pi f$ であらわせられ、起動時に周波数を低くすればインピーダンスZが低減されるので、2次巻線電圧を増大させずにカソードに流れる電流を増やすことができる。

【0054】そこで、本発明の電力変換装置は図14に示すように、起動時周波数設定部を設けて、起動時に周波数変調を解除させ最低周波数で動作するようにしている。また、起動時周波数設定部はリーケージトランス1次巻線電圧、あるいは2次巻線電圧を検知し、1次巻線電圧あるいは2次巻線電圧が一定になるように周波数を制御するようにしているため、電源電圧変動時においても安定した電圧が出力される。

【0055】マグネトロンが発振すると、その情報が起動時周波数設定部に伝達され、この情報に基づいて起動時周波数設定部はただちに周波数変調を復活させる。これにより、低い周波数でのマグネトロンの発振期間をなくし過大な出力の発生を防止することができる。

【0056】マグネトロン出力はアノード電流の大きさで知る事ができる。図15はアノード電流検知部を設けて、アノード電流を検知し、その情報をマイコンに伝達している。マイコンは所定の出力になるように出力調整部を操作する。出力調整部からは周波数変調部、パルス

幅変調部に指令が伝達される。出力調整部は出力を下げる場合、まずパルス幅変調を優先して行う。さらに出力を下げるときに周波数変調を操作する。図16は出力制御時の周波数変調部出力と、パルス幅変調部出力とを示したもので、点線が高出力時、実線が低出力時の変調信号を示しており、低出力にするときはパルス幅変調部が優先される。

【0057】これにより、出力制御時のカソード電流変化を少なくする事ができ、出力制御範囲をより広くする事ができるという効果がある。

【0058】アノード電流の出力を検知するアノード電流検知部の信号をマイコンに伝達する事により、マグネトロンの異常を判定する事ができる。マイコンからの出力設定とアノード電流検知部からの信号が大きく違うと、マグネトロンの短絡が考えられ、この場合マイコンから出力調整部に停止信号を送る事ができる。

【0059】(実施例6)図1において第1のコンデンサ4と、第2のコンデンサ5とリーケージトランス2の1次巻線3との直列回路とは、前記第1のコンデンサ4は前記第2の半導体スイッチング素子7に並列に接続され、前記第2のコンデンサ5と前記リーケージトランス2の1次巻線3との直列回路は前記第2の半導体スイッチング素子7に並列に接続される構成としているが、以下のように接続しても同様な効果が得られる。

【0060】まず、図17(a)に示すように、第1のコンデンサ4は前記第1の半導体スイッチング素子6に並列に接続され、第2のコンデンサ5とリーケージトランスの1次巻線3との直列回路は第2の半導体スイッチング素子7に並列に接続される構成とする場合、または、同図(b)に示されるように第1のコンデンサ4は第1の半導体スイッチング素子6に並列に接続され、第2のコンデンサ5とリーケージトランスの1次巻線3との直列回路は、第1の半導体スイッチング素子6と並列に接続される構成とする場合、さらに、第1のコンデンサ4は第2の半導体スイッチング素子7と並列に接続され、第2のコンデンサ5とリーケージトランスの1次巻線3との直列回路は、第1の半導体スイッチング素子6に並列に接続される構成とする場合である。

【0061】(実施例7)前述したように、駆動部8は、その内部に第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7の駆動信号をつくるための発振部を有し、この発振部で所定周波数とデューティの信号が発生され、第1の半導体スイッチング素子6に駆動信号を与えている。第2の半導体スイッチング素子7には、第1の半導体スイッチング素子6の駆動信号を反転し遅延時間を持たせた信号が与えられる。従って第1の半導体スイッチング素子6に与える最初のパルスの幅を最小にすると、第2の半導体スイッチング素子7は最大のパルス幅で駆動される事になる。図1に示される回路構成で、半導体スイッチング素子6、7が動作してい

ないとき、第1の半導体スイッチング素子のコレクタ電圧 V_{ce} は0Vで第2の半導体スイッチング素子の印加電圧は直流電源電圧と同じVDCになる。この状態から半導体スイッチング素子6, 7が駆動を始めると、半導体スイッチング素子7の最初の最大パルス幅での動作により、リーケージトランスの2次巻線9に過大な電圧が発生する。これを防止するために、図18に示すように第1の抵抗14と第2の抵抗15とを直列接続したものを、直流電源に並列に接続し、第1の抵抗14と第2の抵抗15との接続点を、第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7との接続点に接続する構成とする。これにより初期状態に第2の半導体スイッチング素子に印可する電圧は第1の抵抗と第2の抵抗との分圧で決定されるので、リーケージトランスの2次巻線9に過大な電圧が発生しないように分圧比を決めている。

【0062】

【発明の効果】本発明は以下の効果を有する。

【0063】1. 直流電源と、前記直流電源に接続されるリーケージトランスと、前記リーケージトランスの1次巻線側に直列に接続される第2のコンデンサと、第1のコンデンサと、前記直流電源に接続される第2の半導体スイッチング素子と、前記第2の半導体スイッチング素子に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子とを駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線側に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから構成することにより、共振回路方式の特徴を活かし、かつ、半導体スイッチング素子の電圧は直流電源電圧以上にはならないという効果がある。さらに、第2のコンデンサの容量をその電圧リップルが少ないものになるように十分大きな容量値に設定することにより周波数一定でデューティによる出力可変範囲を大きくできるという効果がある。

【0064】2. リーケージを持たせたリーケージトランスと、リーケージトランスの2次巻線側に接続される整流手段を全波倍電圧整流方式、半波倍電圧整流方式、全波整流方式、および前記リーケージトランスの2次巻線の中点にタップを設けてダイオードを介してマグネトロンに接続する中点タップ方式の内の1つを選択することにより、正常な共振動作とリーケージトランスの2次巻線で発生される正負の電圧を有効に活用できるといふ効果がある。

【0065】3. 直流電源は商用電源を整流して得る構成とし、商用電源電圧は200Vから240Vの範囲で、前記商用電源の電圧が高いほど第2のコンデンサの容量値を大きくし、リーケージトランスは同じ定数のものを用いる構成とすることにより、20kHzから40kHzでの電流特性をほぼ同等とすることができるので、リーケージトランスを共用することができるという効果を有する。

【0066】4. 商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源の電圧を検知する電圧検知部と、前記電圧検知部の出力を基本信号とするパルス幅変調部とを備え、前記パルス幅変調部の信号は駆動部に伝達され、前記駆動部は前記信号に従って半導体スイッチング素子を駆動する構成とすることにより、商用電源の電流波形歪みの原因となる電流の休止期間を短くすることができ、歪みを低減できるという効果がある。また、マグネトロンの寿命を左右するアノード電流のピーク値を約1.2A以下にできマグネトロン寿命を確保できるという効果を有する。

【0067】5. 商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源の電圧を検知する電圧検知部と、前記電圧検知部の出力を基本信号とする周波数変調部とを備え、前記周波数変調部の信号は駆動部に伝達され、前記駆動部は前記信号に従って半導体スイッチング素子を駆動する構成とすることにより、商用電源電圧エンベロープが低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティを大きくし、さらに動作周波数を下げればより出力を増大する事ができるので商用電源の電流休止期間をより短くでき、その結果電流波形歪みを低減できるという効果がある。

【0068】また、起動時周波数設定部を設け、起動時に周波数変調を解除して低い周波数での一定周波数制御を行なう構成とすることにより、起動時カソードインダクタのインピーダンスが低減され、2次巻線電圧を増大させずにカソードに流れる電流を増やすことができ、カソード温度を速やかに所定の温度にすることができるという効果がある。

【0069】6. 前記第1のコンデンサと、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路とは、(1) 前記第1のコンデンサは前記第1の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は前記第2の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、(2) 前記第1のコンデンサは前記第1の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は、前記第1の半導体スイッチング素子と並列に接続される構成、(3) 前記第1のコンデンサは前記第2の半導体スイッチング素子と並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は、前記第1の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、の内の1つの構成とすることにより、1と同等な効果がある。

【0070】7. 第1の抵抗と第2の抵抗とを直列接続したものを、前記直流電源に並列に接続し、前記第1の抵抗と前記第2の抵抗との接続点を、前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子との接続点に接続する構成とすることにより、半導体スイ

スイッチング素子の駆動初期にリーケージトランスの2次巻線9に過大電圧が発生することを防止できるという効果がある。

【0071】

【表1】

リーケージトランス	1次巻線インダクタンス	45 μ H
	2次巻線インダクタンス	14mH
	1次巻線と2次巻線の結合係数	0.74
第1のコンデンサ容量		0.18 μ F
第2のコンデンサ容量		4.5 μ F
第3のコンデンサ容量		5 μ F
動作周波数		35kHz

10

*

		100V	200V
リーケージトランス	1次巻線インダクタンス	45 μ H	150 μ H
	2次巻線インダクタンス	14mH	8mH
	1次巻線と2次巻線の結合係数	0.74	0.74
第1のコンデンサ容量		0.18 μ H	0.05 μ F
第2のコンデンサ容量		4.5 μ H	4.5 μ H
第1の半導体スイッチング素子の電圧		480V	980V

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例1における高周波加熱装置に用いるマグネトロンを駆動する電力変換装置の回路図

【図2】(a)図1の回路における動作のモード1の回路図

(b)図1の回路における動作のモード2の回路図

(c)図1の回路における動作のモード3の回路図

(d)図1の回路における動作のモード4の回路図

(e)図1の回路における動作のモード5の回路図

(f)図1の回路における動作のモード6の回路図

【図3】図1の構成要素の電圧、電流を示した波形図

【図4】第1の半導体スイッチング素子の電流を示した波形図

【図5】交流電源を整流して得る直流電源の構成を示した回路図

【図6】本発明の実施例1の回路構成での出力特性図

【図7】(a)本発明の実施例2における半波倍電圧整流回路を示す図

(b)同全波整流回路図

(c)同中点タップ方式を示す図

【図8】本発明の実施例3におけるマグネトロンを駆動する電力変換装置の簡易等価回路図

【図9】図8の等価回路の周波数と交流信号源の電流と

*【0072】

【表2】

の関係を示す特性図

【図10】実施形態4における回路ブロック図

【図11】実施例4におけるパルス幅変調部出力波形図

【図12】実施例5における回路ブロック図

【図13】実施例5におけるパルス幅変調部出力波形図と周波数変調部 出力波形図

【図14】実施例5において起動時周波数設定部を付加した回路ブロック図

【図15】実施例5において出力調整部を付加した回路ブロック図

【図16】図15の回路構成によるパルス幅変調部 出力波形図と周波数変調出力波形図

【図17】(a)実施形態1の他の組み合わせを示す回路図

(b)実施形態1の他の組み合わせを示す回路図

(c)実施形態1の他の組み合わせを示す回路図

【図18】実施形態6における回路図

【図19】従来の高周波加熱装置に用いるマグネトロンを駆動する電力変換装置の回路構成を示す回路図

【符号の説明】

1 直流電源

2 リーケージトランス

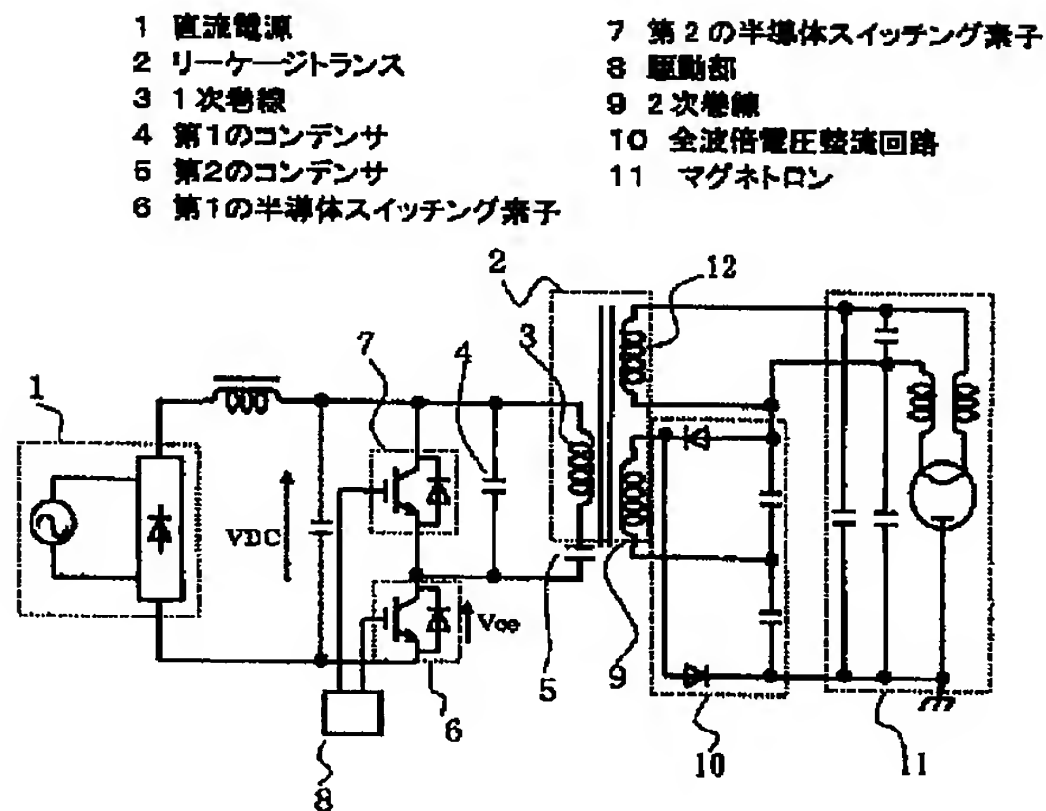
3 1次巻線

50

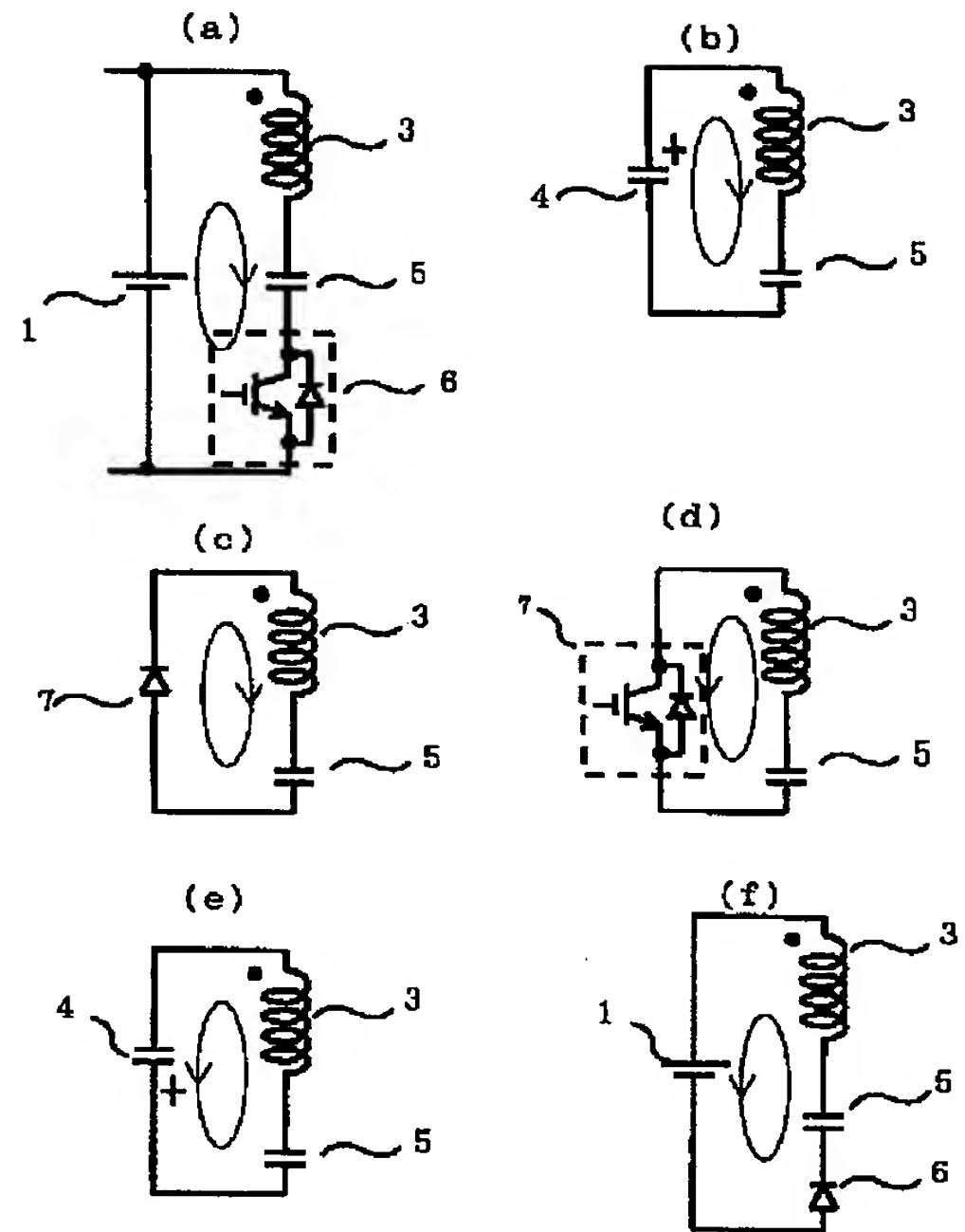
- 4 第1のコンデンサ
- 5 第2のコンデンサ
- 6 第1の半導体スイッチング素子
- 7 第2の半導体スイッチング素子
- 8 駆動部
- 9 2次巻線

- * 10 全波倍電圧整流回路
- 11 マグネトロン
- 12 3次巻線
- 13 第3のコンデンサ
- 14 第1の抵抗
- * 15 第2の抵抗

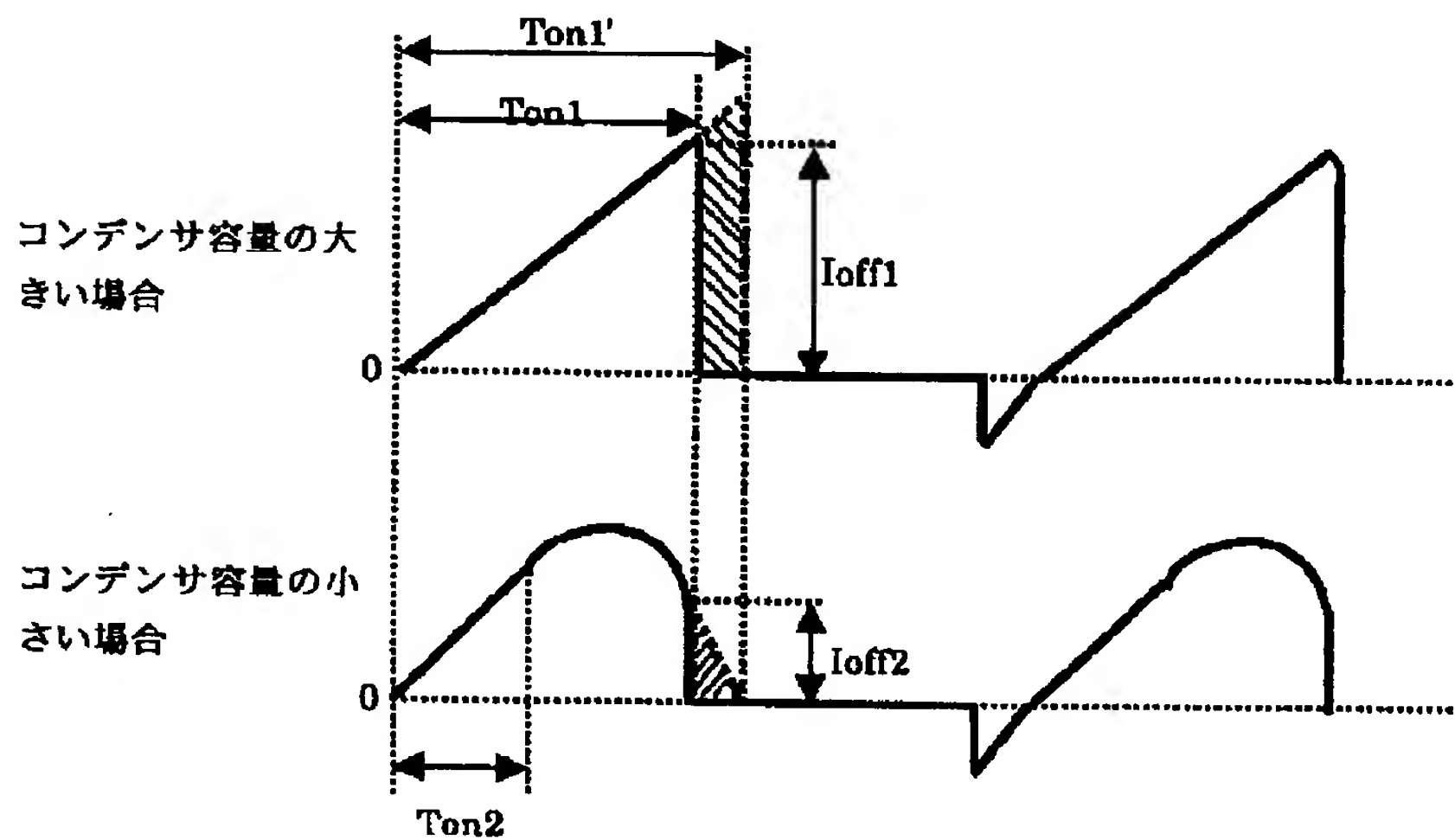
【図1】



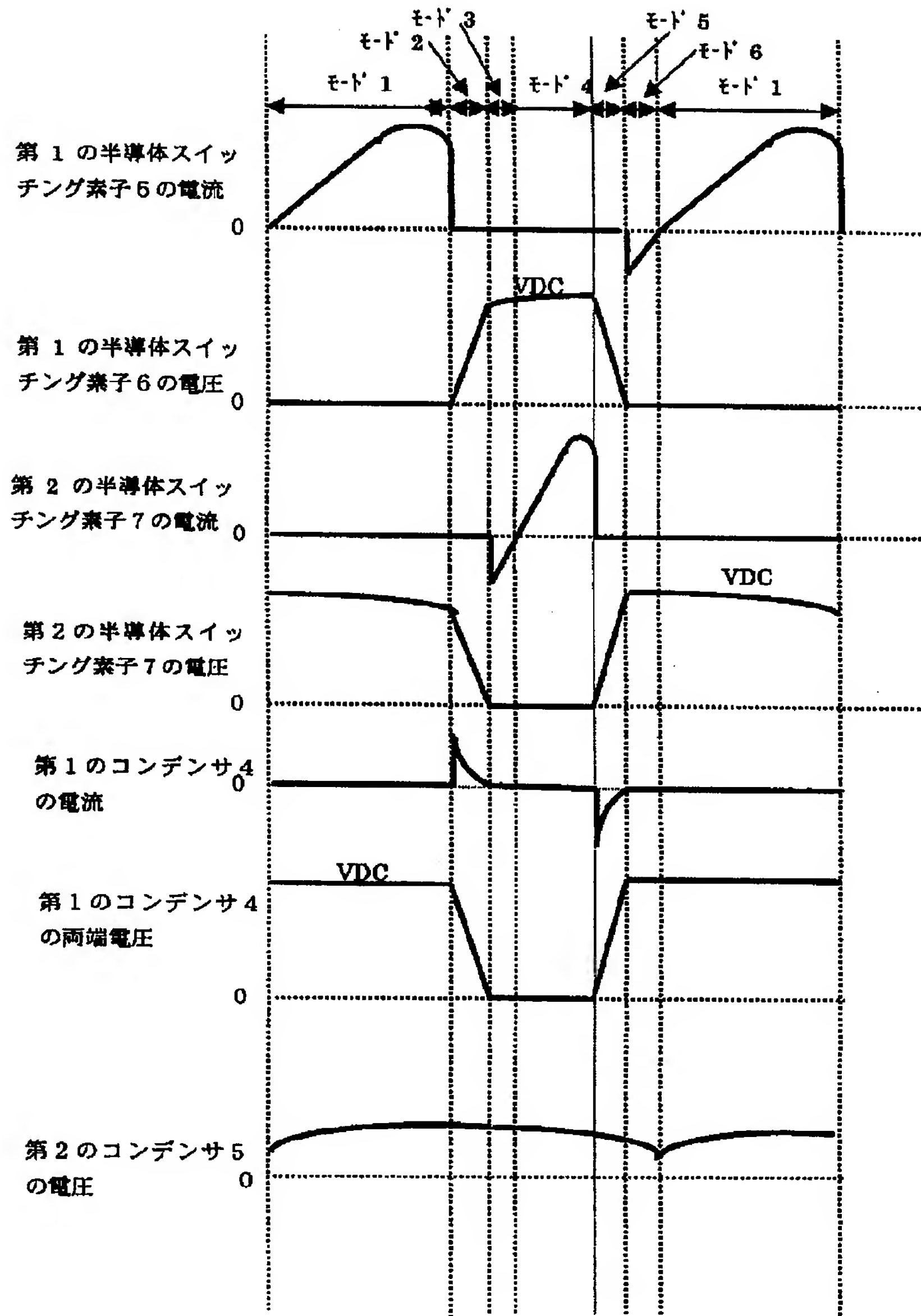
【図2】



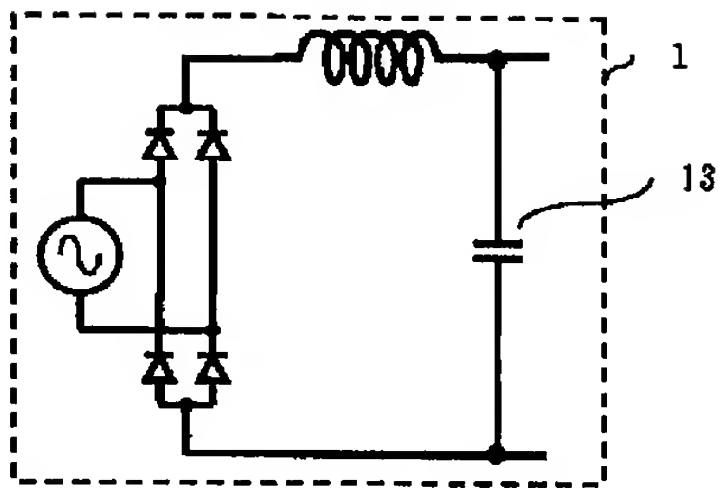
【図4】



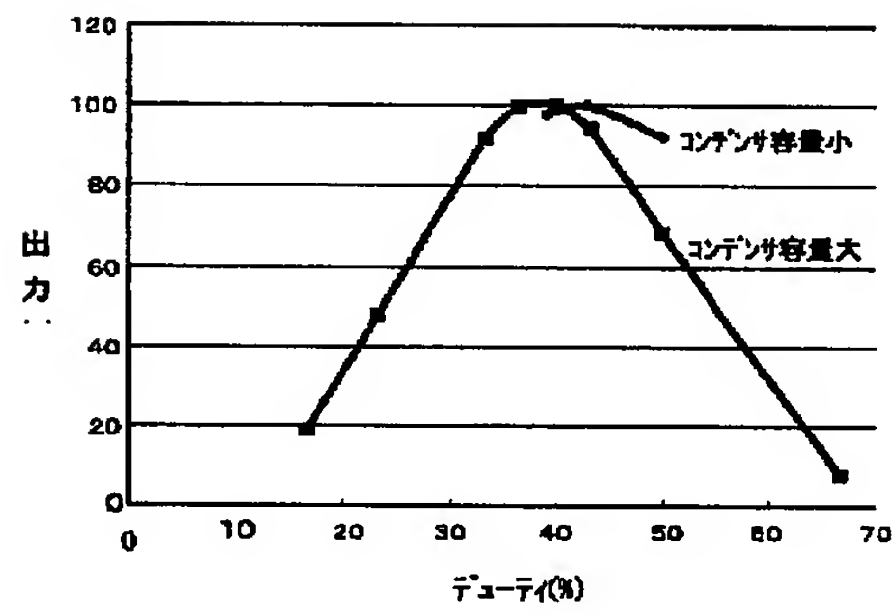
【図 3】



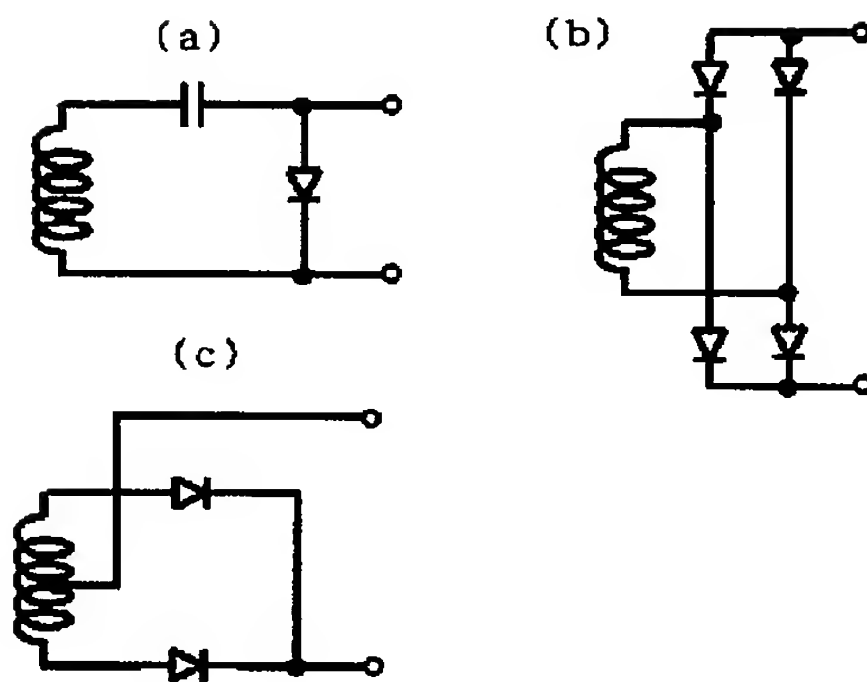
【図5】



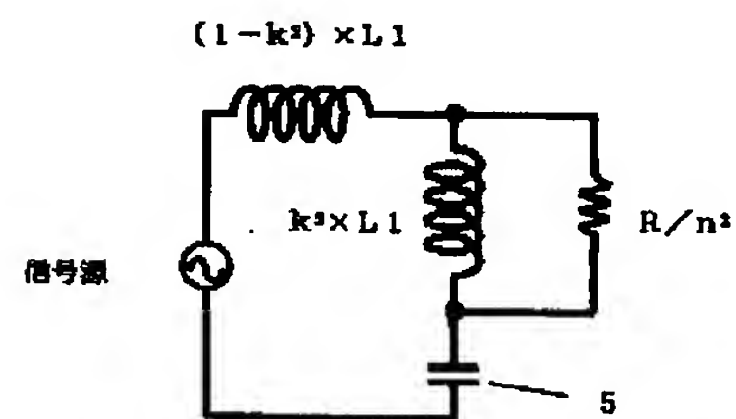
【図6】



【図7】

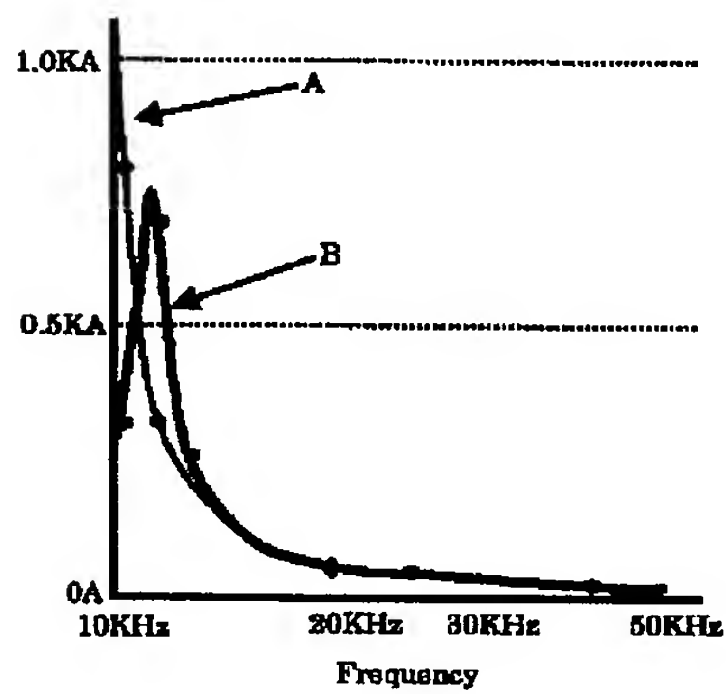


【図8】

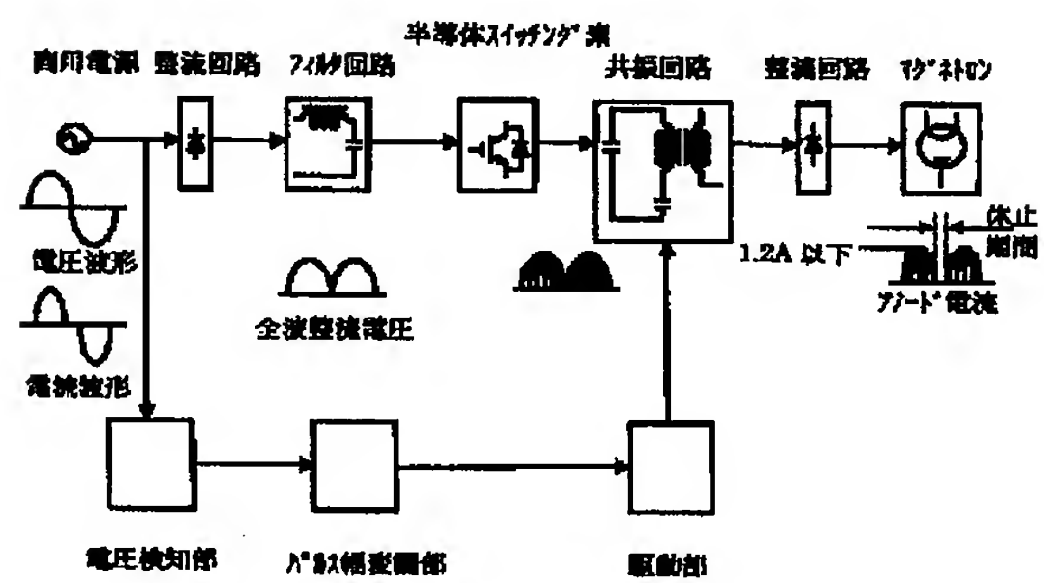


k : リーザトランスの1次巻線と2次巻線との磁気結合係数
 $L1$: リーザトランスの1次巻線インダクタンス
 R : マグネトロン等の等価抵抗
 n : $n = \sqrt{L2 / (k^2 \times L1)}$
 $L2$: リーザトランスの2次巻線インダクタンス

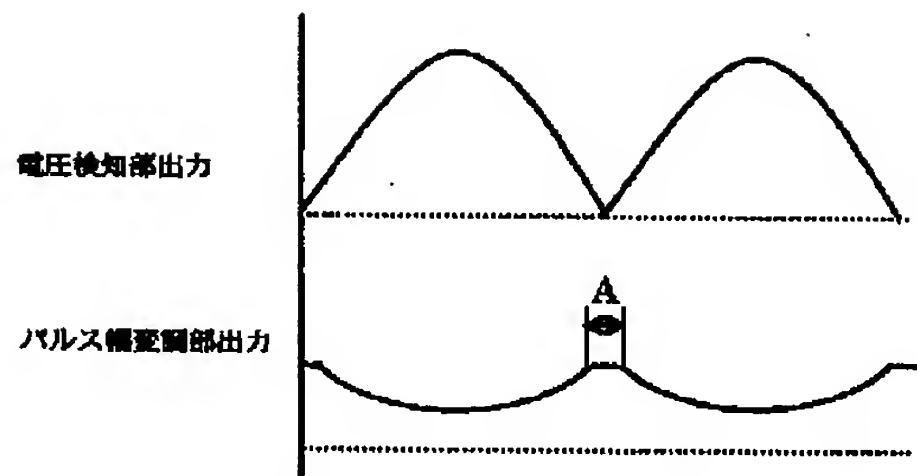
【図9】



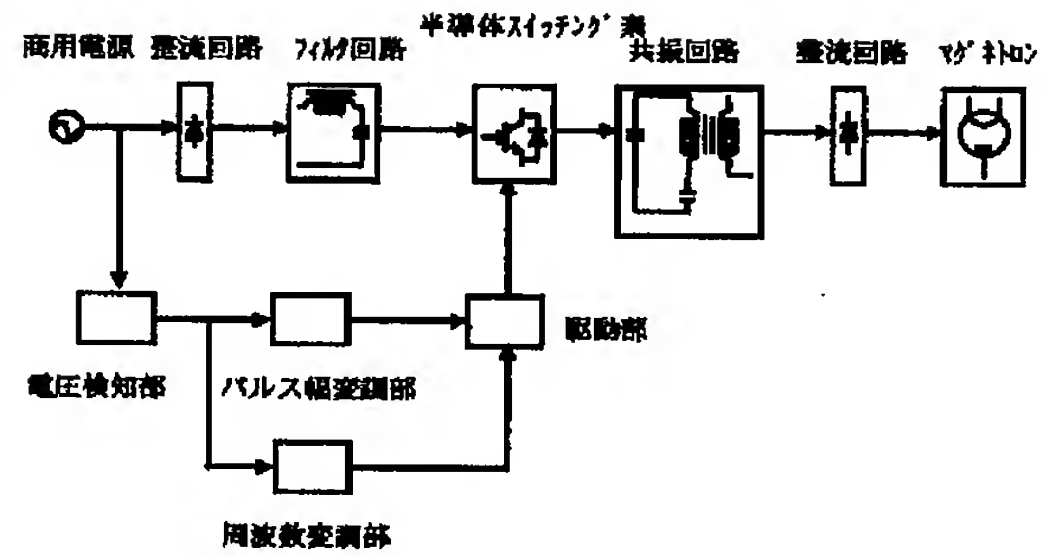
【図10】



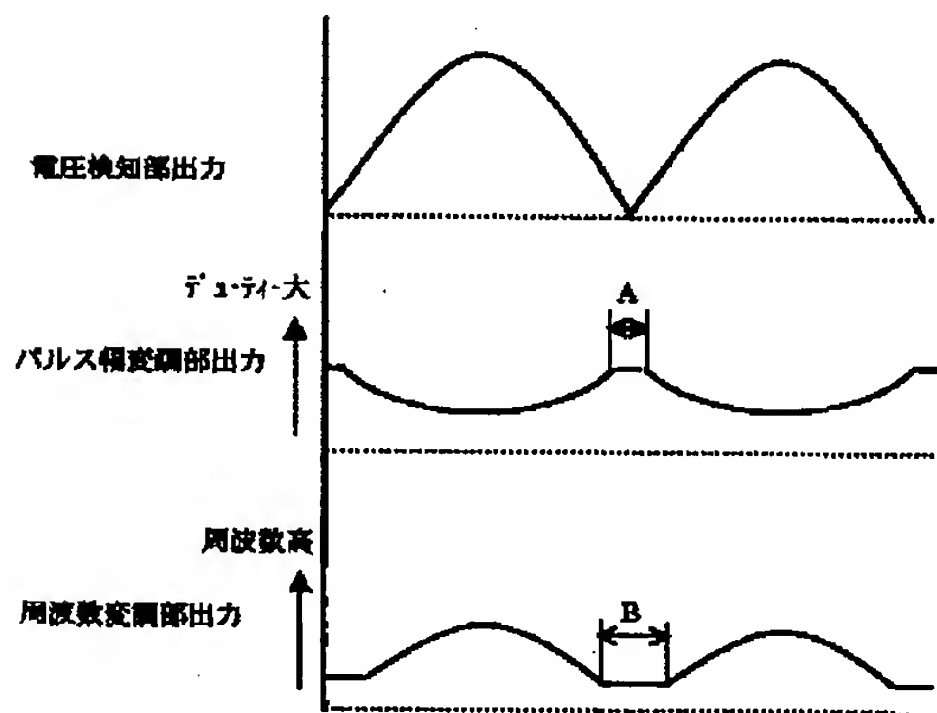
【図11】



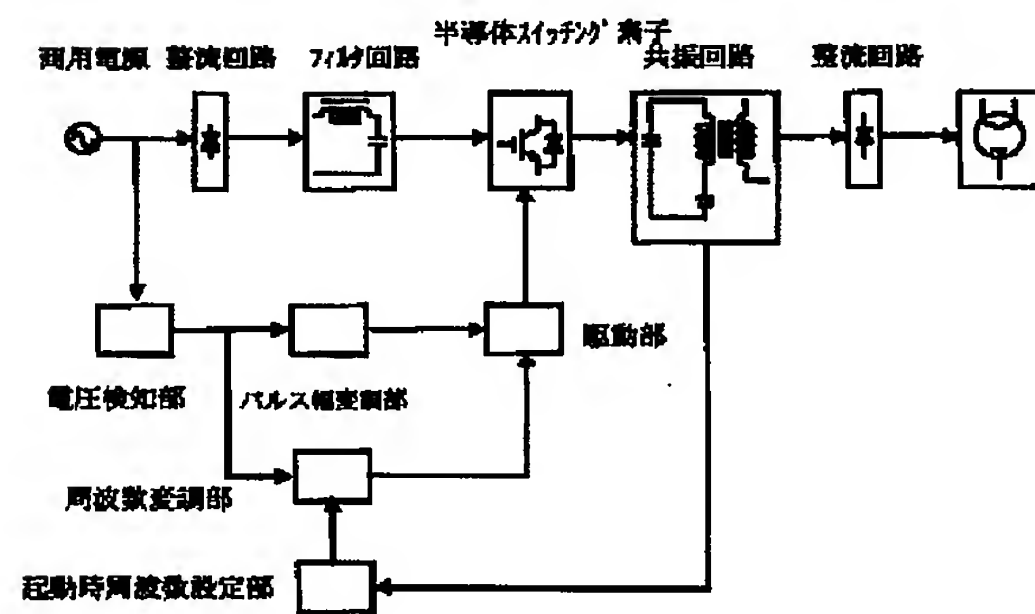
【図12】



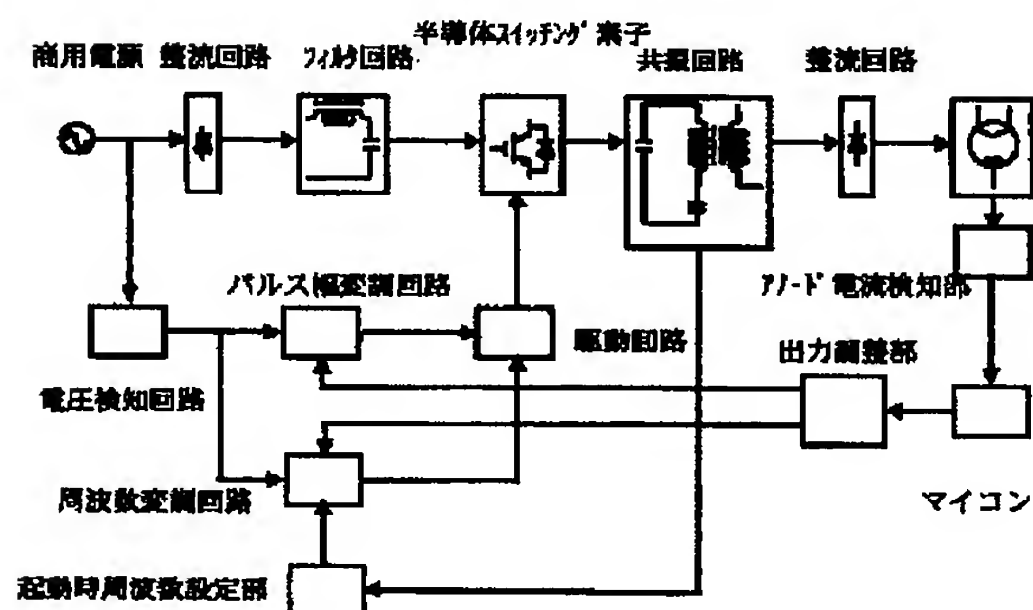
【図13】



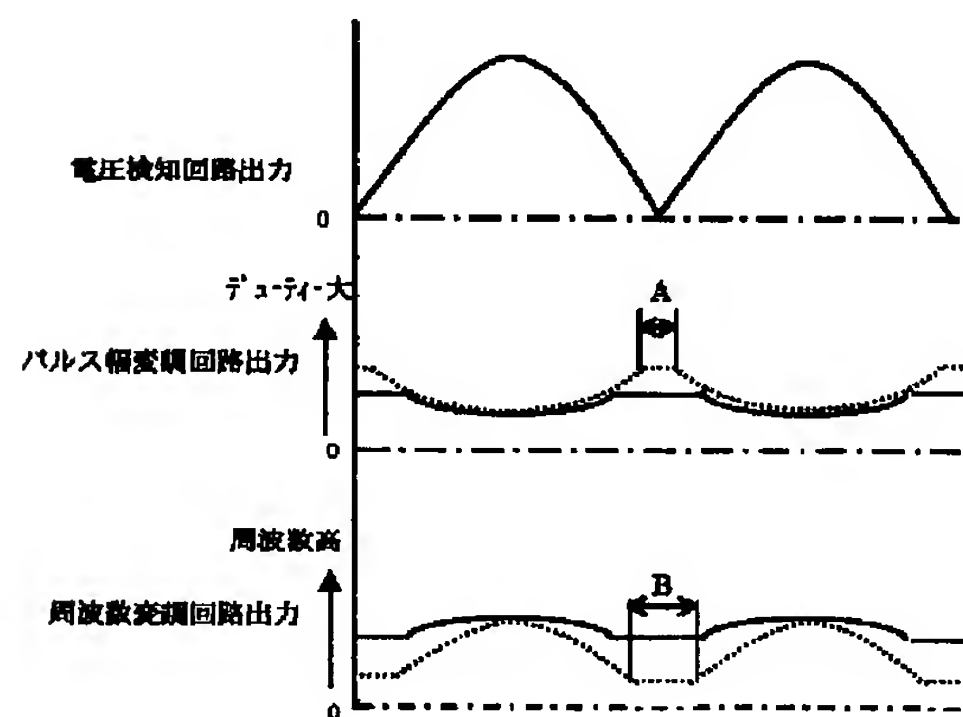
【図14】



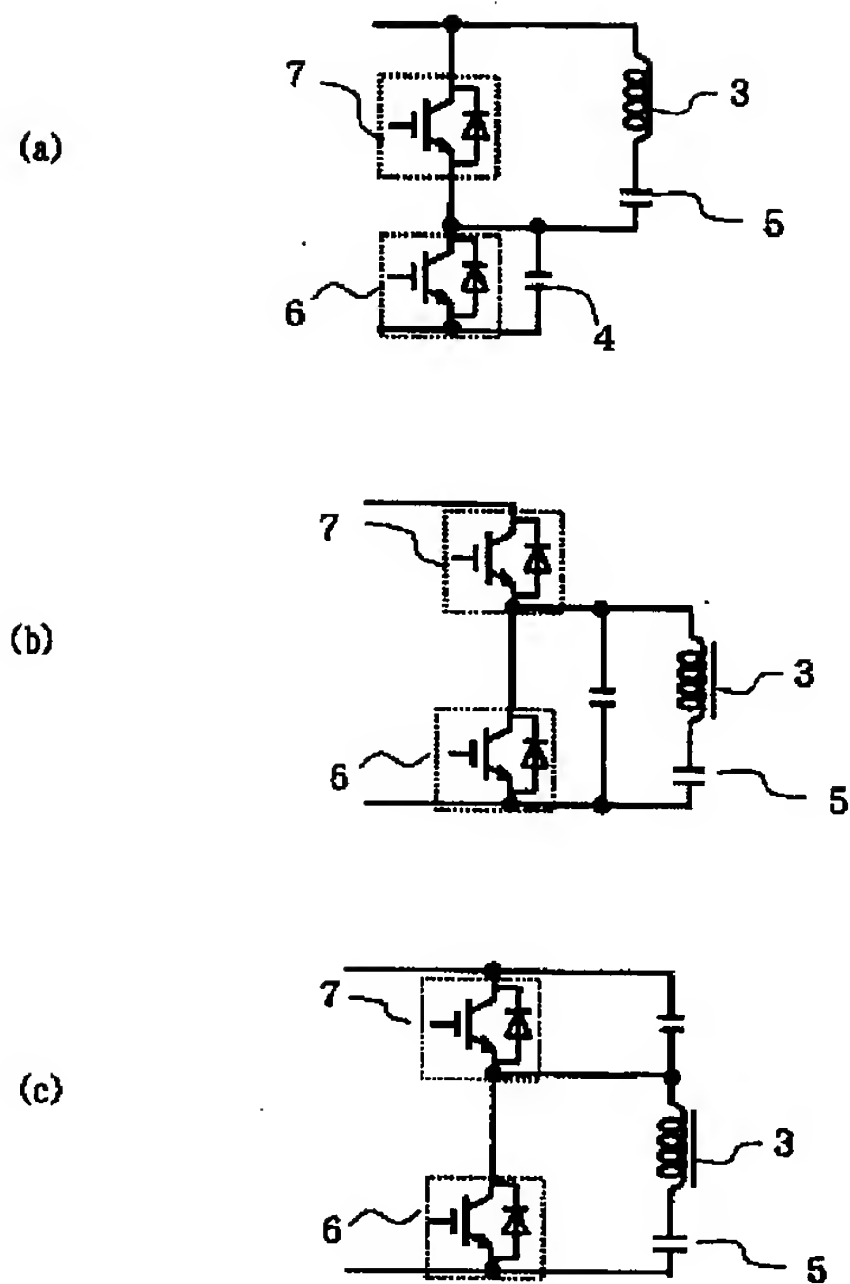
【図15】



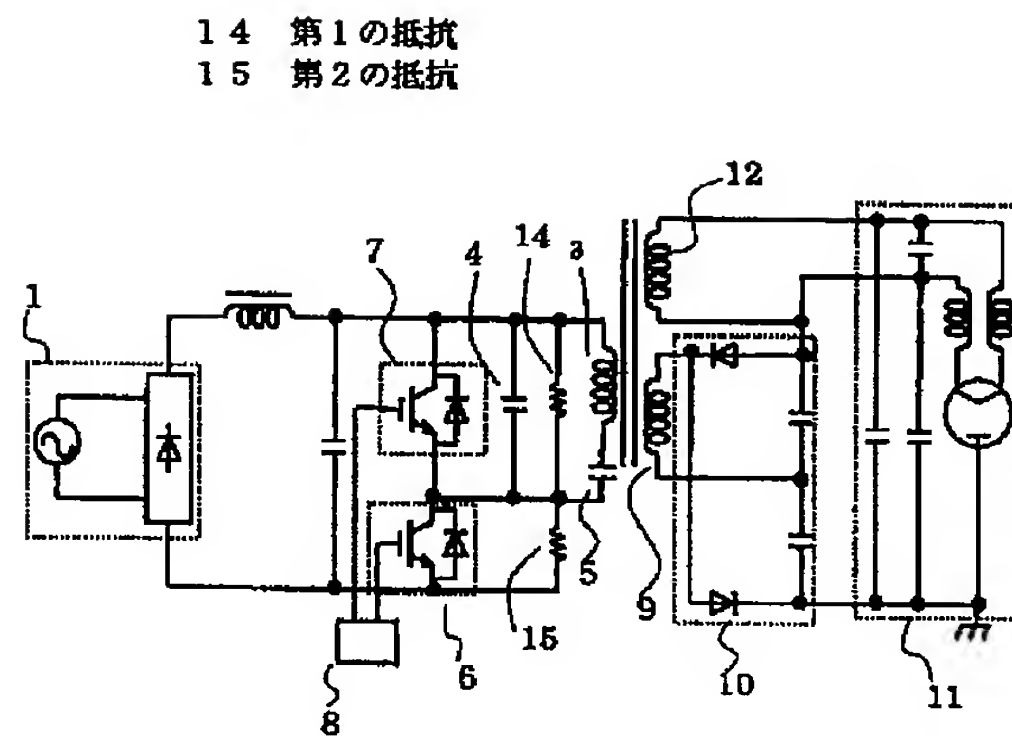
【図16】



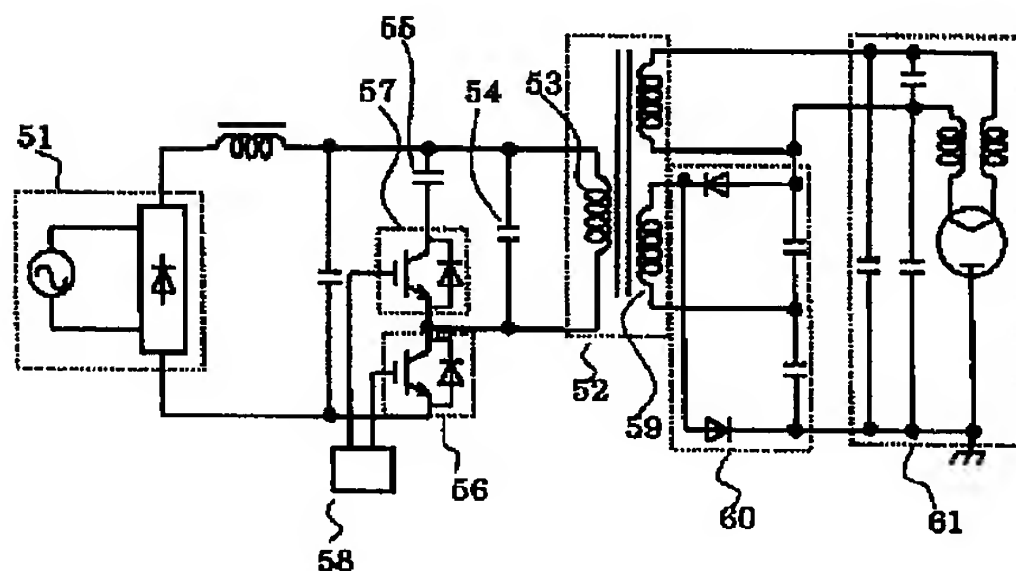
【図 17】



【図 18】



【図 19】



フロントページの続き

(72)発明者 坂本 和穂
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 三原 誠
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 酒井 伸一
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 末永 治雄
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 石尾 嘉朗
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 守屋 英明
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72) 発明者 永田 英智
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72) 発明者 大森 英樹
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

F ターム(参考) 3K086 AA03 AA05 AA06 AA09 BA08
CB12 CC01 CD03 CD07 CD16
DA02 DA13 DA15 DB03 DB11
DB15 DB21 DB22

【公報種別】 特許法第 17 条の 2 の規定による補正の掲載
 【部門区分】 第 7 部門第 1 区分
 【発行日】 平成 13 年 8 月 3 日 (2001. 8. 3)

【公開番号】 特開 2000-58252 (P 2000-58252 A)
 【公開日】 平成 12 年 2 月 25 日 (2000. 2. 25)
 【年通号数】 公開特許公報 12-583
 【出願番号】 特願平 10-222977
 【国際特許分類第 7 版】

H05B 6/66
 6/68 320

【F I】

H05B 6/66 B
 6/68 320 A
 320 E

【手続補正書】

【提出日】 平成 12 年 9 月 5 日 (2000. 9. 5)

【手続補正 1】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 全文

【補正方法】 変更

【補正内容】

【書類名】 明細書

【発明の名称】 高周波加熱装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電源と、前記直流電源に接続されるリーケージトランスと、前記リーケージトランスの 1 次巻線側に直列に接続される第 2 のコンデンサと、前記直流電源に接続される源第 1 のコンデンサと、前記直流電源に接続される第 2 の半導体スイッチング素子と、前記第 2 の半導体スイッチング素子に直列に接続される第 1 の半導体スイッチング素子と、前記第 1 の半導体スイッチング素子と前記第 2 の半導体スイッチング素子とを駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの 2 次巻線側に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから構成される高周波加熱装置。

【請求項 2】 出力をパルス幅で制御できるようにするため、第 2 のコンデンサの容量を大きくする構成とした請求項 1 記載の高周波加熱装置。

【請求項 3】 第 2 のコンデンサの容量 C_2 と、リーケージトランスの 1 次巻線インダクタンス L_1 と、

【数 1】

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \times C_2}}$$

で与えられる共振周波数 f_r と、駆動手段の動作周波数 f_0 との関係

【数 2】

$$2.45 < \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} < 3.55$$

1. $3.8 < f_0 / f_r < 4$

を満たす構成とした請求項 1 記載の高周波加熱装置。

【請求項 4】 前記リーケージトランスの 2 次巻線側に接続される整流手段は

- (1) 全波倍電圧整流方式、
- (2) 半波倍電圧整流方式、
- (3) 全波整流方式、

(3) および前記リーケージトランスの 2 次巻線の midpoint にタップを設けてダイオードを介してマグネトロンに接続する midpoint タップ方式から選ばれた内の 1 つである請求項 1 記載の高周波加熱装置。

【請求項 5】 前記第 1 のコンデンサと、前記第 2 のコンデンサと前記リーケージトランスの 1 次巻線との直列回路とは、

(1) 前記第 1 のコンデンサは前記第 2 の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第 2 のコンデンサと前記リーケージトランスの 1 次巻線との直列回路は前記第 2 の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、

(2) 前記第 1 のコンデンサは前記第 1 の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第 2 のコンデンサと前記リーケージトランスの 1 次巻線との直列回路は前記第 2 の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、

(3) 前記第 1 のコンデンサは前記第 1 の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第 2 のコンデンサと前記リーケージトランスの 1 次巻線との直列回路は、前

記第1の半導体スイッチング素子と並列に接続される構成、

(4) 前記第1のコンデンサは前記第2の半導体スイッチング素子と並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は、前記第1の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、の内の1つの構成とした請求項1記載の高周波加熱装置。

【請求項6】 直流電源は商用電源を整流して得る構成とし、商用電源電圧は200Vから240Vの範囲で、前記商用電源の電圧が高いほど第2のコンデンサの容量値を大きくし、リーケージトランスは同じ定数のものを用いる構成とした請求項1ないし5のいずれか1項に記載の高周波加熱装置。

【請求項7】 商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源の電圧を検知する電源電圧検知部と、前記電源電圧検知部の出力を基本信号とするパルス幅変調部とを備え、前記パルス幅変調部の信号は駆動部に伝達され、前記駆動部は前記信号に従って半導体スイッチング素子を駆動する構成とした請求項1ないし5のいずれか1項に記載の高周波加熱装置。

【請求項8】 パルス幅変調部はデューティーの上限を設定する上限リミッターする機能を有する構成とした請求項7記載の高周波加熱装置。

【請求項9】 商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源の電圧を検知する電源電圧検知部と、前記電源電圧検知部の出力を基本信号とする周波数変調部とを備え、前記周波数変調部の信号は駆動部に伝達され、前記駆動部は前記信号に従って半導体スイッチング素子を駆動する構成とした請求項1ないし5のいずれか1項に記載の高周波加熱装置。

【請求項10】 周波数変調部は周波数の下限を設定する下限リミッターする機能を有する構成とした請求項9記載の高周波加熱装置。

【請求項11】 起動時周波数設定部を設け、起動時に周波数変調を解除して一定周波数制御を行なう構成とした請求項9記載の高周波加熱装置。

【請求項12】 マグネトロン発振とともに、速やかに周波数変調をかける構成とした請求項11記載の高周波加熱装置。

【請求項13】 マグネトロンの出力制御をパルス幅変調と周波数変調の両方で行う構成とし、パルス幅変調による出力制御を周波数変調による出力制御より優先させる構成とした請求項7または9記載の高周波加熱装置。

【請求項14】 第1の抵抗と第2の抵抗とを直列接続したものを、前記直流電源に並列に接続し、前記第1の抵抗と前記第2の抵抗との接続点を、前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子との接続点に接続する構成とした請求項1ないし5のいずれか1項に記載の高周波加熱装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明の技術分野は電子レンジ（英訳：Microwave oven）などのようにマグネトロンを用いて誘電加熱を行う高周波加熱装置の分野で、特にマグネトロンを駆動する電源装置の回路構成に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 家庭用高周波加熱装置をはじめ、様々な機器には電源が搭載されている。従来の電源は重たく、かつ、大きいものであったので、その小型、軽量化が望まれてきた。このため、電源のスイッチング化による小型、軽量、低コスト化が現在の様々な分野で積極的に進められている。マグネトロンで発生されるマイクロ波により食品を調理する高周波加熱装置も、マグネトロンを駆動するための電源の小型化、軽量化が要求され、スイッチング化によりその要求を実現することが、特許（PC T出願した「アクティブ クランプ インバータ」の特許：出願No. 不明）で紹介されている。

【0003】 同特許はスイッチング電源の重要な技術である、高い周波数で動作する半導体スイッチング素子のスイッチング損失を低減するために、共振型回路方式を用いている。さらに、同特許は共振回路の作用により、半導体スイッチング素子に印加する電圧が高くなり、これにより半導体スイッチング素子、あるいは関連する電気部品の耐電圧が高くなり、結果として大型化、高コスト化となる問題点を解決するために、以下に示す構成としている。

【0004】 すなわち、図19に示すように、直流電源51と、前記直流電源51に接続されるリーケージトランス52と、前記リーケージトランス52の1次巻線53側に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子56と、第1のコンデンサ54と、第2のコンデンサ55と第2の半導体スイッチング素子57との直列回路と、前記第1の半導体スイッチング素子56と前記第2の半導体スイッチング素子57とを駆動する発振器を有する駆動手段58と、前記リーケージトランス52の2次巻線59側に接続される整流手段60と、前記整流手段60に接続されるマグネトロン61とから成り、前記第2のコンデンサ55と前記第2の半導体スイッチング素子57との前記直列回路を前記リーケージトランス52の1次巻線53側に並列に接続する構成とする。

【0005】 この回路構成の特徴は、リーケージトランス52とともに共振回路を構成する第1のコンデンサ54よりも容量値の大きい補助的な第2のコンデンサ55を用いることにより、主なる第1の半導体スイッチング素子56の印加電圧を低減することができるという点にある。

【0006】 直流電源51を、商用電源を整流して構成する場合を考えると、日本では100V、米国では120V、英国では240V、独国では220Vと国によって

商用電源電圧が異なる。日本でも業務用機器などは大電力を消費するので200Vの商用電源から電力供給を受けるものが多い。このように、商用電源電圧が100V、あるいは120Vであるなら、前記した回路構成であっても、主なる第1の半導体スイッチング素子56の印加電圧は低くできる。しかしながら、商用電源電圧が200V以上になると、前記した回路構成であっても、主なる第1の半導体スイッチング素子56の印加電圧の低減は不十分である。また、リーケージトランス52の1次巻線および2次巻線のインダクタンスや、第1のコンデンサ54および前記第2のコンデンサ55の容量値を変更する必要が生じる。表2は商用電源電圧が100Vの場合と200Vの場合のリーケージトランス52、第1のコンデンサ54および、前記第2のコンデンサ55の定数と第1の半導体スイッチング素子56の電圧とを示したもので、例えば、リーケージトランス52の1次巻線のインダクタンスはおよそ4倍に、巻数はおよそ2倍になることから、その構造は大きく変わることになる。また、第1の半導体スイッチング素子56の印加電圧が2倍になるため耐圧を上げる必要が生じる。

【0007】ここで、従来の回路方式について若干の説明を加える。リーケージトランス52と、第1のコンデンサ54および、第2のコンデンサ55の並列共振回路は共振作用により1次巻線53の電圧を直流電源電圧より高くなるようにしている。従って、前述したように、高い電圧の商用電源から直流電源を構成すると、さらに1次巻線53の電圧が高くなる。そこで、リーケージトランス52の昇圧比（1次巻線53と2次巻線59との巻数比）を下げることで、1次巻線53の電圧を低減するために1次巻線53の巻数を増やす必要が生じる。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】本発明は高周波加熱装置のマグネトロンを駆動する電源に関するもので、従来のマグネトロン駆動電源に用いている回路方式の問題点を解消するためになされたもので、高い電圧の直流電源を用いる場合に生じる、半導体スイッチング素子に印加する電圧が高くなるという問題点と、リーケージトランス、第1のコンデンサおよび、第2のコンデンサの大きな定数変更という問題点とを解決するためになされたものである。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明は上記課題を解決するために以下に示す構成を用いる。

【0010】直流電源と、前記直流電源に接続されるリーケージトランスと、前記リーケージトランスの1次巻線側に直列に接続される第2のコンデンサと、前記直流電源に接続される第1のコンデンサと、前記直流電源に接続される第2の半導体スイッチング素子と、前記第2の半導体スイッチング素子に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記第1の半導体スイッチン

グ素子と前記第2の半導体スイッチング素子とを駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線側に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから構成する。これにより、前記リーケージトランスの1次巻線と第2のコンデンサとの直列接続による作用により、前記第1および第2の半導体スイッチング素子の印加電圧を低減することができるとともに、リーケージトランス、第1のコンデンサおよび、第2のコンデンサの定数変更が小さくなる。

【0011】

【発明の実施の形態】本発明は直流電源と、前記直流電源に接続されるリーケージトランスと、前記リーケージトランスの1次巻線側に直列に接続される第2のコンデンサと、前記直流電源に接続される第1のコンデンサと、前記直流電源に接続される第2の半導体スイッチング素子と、前記第2の半導体スイッチング素子に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子とを駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線側に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから構成することにより、前記リーケージトランスの1次巻線と第2のコンデンサとの直列接続による作用により、前記第1および第2の半導体スイッチング素子の印加電圧を低減することができるとともに、リーケージトランス、第1のコンデンサおよび、第2のコンデンサの定数変更が小さくなるという作用がある。

【0012】また、第2のコンデンサの容量を大きくする構成とすることにより出力をパルス幅で制御できるようになる作用がある。

【0013】また、第2のコンデンサの容量 C_2 と、リーケージトランスの1次巻線インダクタンス L_1 と、（数1）で与えられる共振周波数 f_r と、駆動手段の動作周波数 f_0 との関係を（数2）、 $1.38 < f_0 / f_r < 4$ を満たす構成とすることにより、出力をパルス幅で制御できるようになる作用がある。

【0014】また、前記リーケージトランスの2次巻線側に接続される整流手段は、（1）全波倍電圧整流方式、（2）半波倍電圧整流方式、（3）全波整流方式、（3）および前記リーケージトランスの2次巻線の midpoint にタップを設けてダイオードを介してマグネトロンに接続する midpoint タップ方式から選ばれた内の1つの構成とすることにより、第1の半導体スイッチング素子がオフした期間にリーケージトランスのエネルギーが上記整流方式に有効に蓄積されるので第1と同様な作用が得られる。

【0015】また、前記第1のコンデンサと、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路とは、（1）前記第1のコンデンサは前記第2の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第2の

コンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は前記第2の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、(2) 前記第1のコンデンサは前記第1の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は前記第2の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、(3) 前記第1のコンデンサは前記第1の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は、前記第1の半導体スイッチング素子と並列に接続される構成、(4) 前記第1のコンデンサは前記第2の半導体スイッチング素子と並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は、前記第1の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、の内の1つの構成とすることにより、第1と同様な作用を有する。

【0016】また、直流電源は商用電源を整流して得る構成とし、商用電源電圧は200Vから240Vの範囲で、前記商用電源の電圧が高いほど第2のコンデンサの容量値を大きくし、リーケージトランスは同じ定数のものを用いる構成とすることにより、回路の電流特性を同等にすることができるという作用を有する。

【0017】また、商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源の電圧を検知する電源電圧検知部と、前記電源電圧検知部の出力を基本信号とするパルス幅変調部とを備え、前記パルス幅変調部の信号は駆動部に伝達され、前記駆動部は前記信号に従って半導体スイッチング素子を駆動する構成とすることにより、商用電源の電流の休止期間を短くでき、かつ、電流ピーク値を低減できるという作用を有する。

【0018】また、パルス幅変調部はデューティーの上限を設定する上限リミッタする機能を有する構成とすることにより、デューティーの増加とともに出力が増加し、回路の特性で出力が減少する直前でデューティーが制限できるので、デューティーと出力との関係がほぼ比例の関係にある領域で制御できるという作用がある。

【0019】第8に、商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源の電圧を検知する電源電圧検知部と、前記電源電圧検知部の出力を基本信号とする周波数変調部とを備え、前記周波数変調部の信号は駆動部に伝達され、前記駆動部は前記信号に従って半導体スイッチング素子を駆動する構成とすることにより、商用電源電圧エンベロープが低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティーを大きくし、さらに動作周波数を下げればより出力を増大する事ができるという作用を有する。

【0020】また、周波数変調部は周波数の下限を設定する下限リミッタする機能を有する構成とすることにより、可聴周波数帯で動作しないようにすることができる作用を有する。

【0021】また、起動時周波数設定部を設け、起動時

に周波数変調を解除して一定周波数制御を行なう構成とすることにより、低い周波数で動作できるのでマグネトロンのカソードのインピーダンスを低減することができるという作用を有する。

【0022】また、マグネトロン発振とともに、速やかに周波数変調をかける構成とすることにより、過大な電力の投入が抑制されるという作用を有する。

【0023】また、マグネトロンの出力制御をパルス幅変調と周波数変調の両方で行う構成とし、パルス幅変調による出力制御を周波数変調による出力制御より優先させる構成とすることにより、出力低減時はパルス幅変調が周波数変調より優先されるので、マグネトロンのカソードのインピーダンスは周波数変調を優先して行う場合に比較して、その増大を抑制することができるという作用を有する。

【0024】また、第1の抵抗と第2の抵抗とを直列接続したものを、前記直流電源に並列に接続し、前記第1の抵抗と前記第2の抵抗との接続点を、前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子との接続点に接続する構成とすることにより、駆動初期に前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子の両方に電圧を印加することができるので、リーケージトランスの2次巻線9に過大電圧が発生することを防止できるという効果がある。

【0025】

【実施例】(実施例1) 図1は本発明の実施形態1における高周波加熱装置に用いるマグネトロンを駆動する電力変換装置の構成を示す回路図である。実施形態1における高周波加熱装置は直流電源1、リーケージトランス2、第1の半導体スイッチング素子6、第1のコンデンサ4、第2のコンデンサ5、第2の半導体スイッチング素子7、駆動部8、全波倍電圧整流回路10、およびマグネトロン11から構成されている。直流電源1は商用電源を全波整流して直流電圧VDCを、第2のコンデンサ5とリーケージトランス2の1次巻線3との直列回路に印可する。第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7とは直列に接続され、リーケージトランス2の1次巻線3と第2のコンデンサ5との直列回路は第2の半導体スイッチング素子7に並列に接続される。

【0026】第1のコンデンサ4は第2の半導体スイッチング素子7に並列に接続される。リーケージトランス2の2次巻線9で発生した高電圧出力は、全波倍電圧整流回路10で直流の高電圧に変換されてマグネトロン11のアノード-カソード間に印加される。リーケージトランス2の3次巻線12は、マグネトロン11のカソードに電流を供給する。マグネトロン11の駆動条件については特許15793J2Aに述べられているので説明は省略する。

【0027】第1の半導体スイッチング素子6はIGB

Tと、それに並列に接続されるダイオードとから構成されている。第2の半導体スイッチング素子7も同様にIGBTとダイオードとから構成されている。

【0028】駆動部8は、その内部に第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7の駆動信号をつくるための発振部を有し、この発振部で所定周波数とデューティの信号が発生され、第1の半導体スイッチング素子6に駆動信号を与えている。第2の半導体スイッチング素子7には、第1の半導体スイッチング素子6の駆動信号を反転し遅延時間を持たせた信号が与えられる。

【0029】図1の回路の動作は図2に示されるモードに分けることができる。この回路動作を図2と半導体スイッチング素子の電圧電流波形図を示した図3を参照して説明する。

【0030】モード1は第1の半導体スイッチング素子6に駆動信号が与えられる。このとき電流は直流電源1からリーケージトランス2の1次巻線3と第2のコンデンサ5を通して流れる。モード2では第1の半導体スイッチング素子6がオフし、1次巻線3と第2のコンデンサ5を通して流れていた電流は第1のコンデンサ4に向かって流れ始めると同時に第1の半導体スイッチング素子6の電圧が上昇する。モード3では第1のコンデンサ4の電圧がVDCから0Vに向かう。モード3では第1のコンデンサ4の両端電圧が0Vに達して、第2のスイッチング素子7を構成するダイオードがオンする。モード4では共振により1次巻線3と第2のコンデンサ5を通して流れていた電流の向きが反転するようになるので、この時点で第2の半導体スイッチング素子7がオンしている必要がある。モード2、3、4の期間は第1の半導体スイッチング素子6の電圧は直流電源電圧VDCと同等となる。欧州のように商用電源電圧が実効値230Vの地域は電圧ピークが $\sqrt{2}$ 倍になるので直流電源電圧VDCはおおよそ325Vとなる。モード5では第2の半導体スイッチング素子7がオフし、第2のコンデンサ5と1次巻線3に流れていた電流は第1のコンデンサ4に向かって流れ始め、第1のコンデンサ4の電圧がVDCまで上昇する。

【0031】モード6では第1のコンデンサ4の電圧がVDCに達して、第1の半導体スイッチング素子6を構成するダイオードがオンする。共振により1次巻線3と第2のコンデンサ5を通して流れていた電流の向きが反転するようになり、この時点で第1の半導体スイッチング素子5をオンしておく必要あり、これがモード1となる。モード6、1の期間は第2の半導体スイッチング素子7の電圧は直流電源電圧VDCと同等となる。

【0032】このように本回路構成によれば第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7に印加する電圧の最大値を直流電源電圧VDCとすることができる。

【0033】モード2とモード5は1次巻線3からの電

流が第1のコンデンサ4と第2のコンデンサ5に電流が流れる共振期間である。第1のコンデンサ4の容量値は第2のコンデンサ5の容量値の約1/20から1/30の値に設定しているので、合成容量は、ほぼ第1のコンデンサ4の容量値にちかくなる。この合成容量とリーケージトランス3のインピーダンスとで決まる時定数で第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7に印加するモード3、5における電圧が変化する。この電圧変化が前記した時定数で決まる傾きを持つことにより、第1の半導体スイッチング素子のモード3におけるオフ時のスイッチング損失が軽減される。さらに、モード5では電圧がゼロになるので第1の半導体スイッチング素子のモード1におけるオン時は第1の半導体スイッチング素子の印加電圧はゼロであるのでオン時のスイッチング損失が低減される。これをゼロ電圧スイッチングと呼び、これらが共振回路方式の特徴であり、本方式はこの特徴を活かし、かつ、半導体スイッチング素子の電圧は直流電源電圧VDC以上にはならないという利点がある。

【0034】第2のコンデンサ5は図3に示すように、その電圧がリップルの少ないものになるように十分大きな容量値に設定しており、これが本発明の大きな特徴である。

【0035】表1は回路の構成要素の定数と動作周波数とを示したもので、この中で第3のコンデンサ13とは図5に示されるように直流電源の構成要素の一つで、同じく直流電源の構成要素の一つであるインダクタとでフィルタを構成し、高周波電流が基となる電圧源に回生しないように作用するものである。第2のコンデンサ5の容量は、この第3のコンデンサ13とほぼ同等の大きな容量を有する。第2のコンデンサ5の容量を本発明のように大きくした場合（第3のコンデンサ13とほぼ同等の大きさ）と、小さくした場合（第3のコンデンサ13のほぼ半分）の出力特性を図6に示す。同図の出力特性は第1の半導体スイッチング素子6の駆動信号の一定周期に対するオン時間の比率（デューティ）で制御する場合で、ゼロ電圧スイッチングができる範囲で出力特性を示しており、周波数は一定である。同図から明らかに、出力可変範囲は第2のコンデンサ5の容量が大きいほど広くなるという特徴がある。

【0036】第2のコンデンサ5の容量が大きい場合と小さい場合とで、第1の半導体スイッチング素子に流れる電流波形がどのように変わるかを図Aに示す。容量が大きい場合、導通時間 T_{on} 期間中の電流の傾きは直線的であるが、容量の小さい場合、丸みを持つ波形となる。この状態から導通時間を $T_{on1'}$ に増加すると、容量の大きい場合は電流が直線的に増加して、その面積は斜線部分で示すだけ増加する。この電流の面積は出力の大きさを決めるものであるが、容量の小さい場合は増加する面積が、容量の大きい場合に比べて小さい。すなわち、導

通時間を増加、あるいは減少させても出力の変化が少ないことを示しており、導通時間（パルス幅）で出力を制御しにくいことを表している。

【0037】容量が小さい場合でも、電流が直線的に変化する領域Ton2で使用すれば導通時間で出力の制御が可能になるが、この場合、オフ時間を短くしなければゼロ電圧スイッチングができなくなる。このため、リーケージトランスの1次巻線インダクタンスを小さくして共振周波数を高める必要がある。すなわち、第2のコンデンサの容量C2と、リーケージトランスの1次巻線インダクタンスL1と、両者で決まる共振周波数frと、動作周波数f0とを適切な関係になるように選択する必要が生じる。共振周波数frを数1で表し、

【0038】

【数3】

$$f_r = \frac{1}{2 \times \pi \sqrt{L_1 \times C_2}}$$

【0039】本発明は、第2のコンデンサの容量C2と、リーケージトランスの1次巻線インダクタンスL1と、共振周波数frと、動作周波数f0とを数2を満たすように選択することにより、パルス幅での出力制御を可能としている。

【0040】

【数4】

$$2.45 < \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} < 3.55$$

【0041】 $1.38 < f_0 / f_r < 4$

（実施例2）マグネトロン11は発振するとインピーダンスが小さくなる非線型な負荷であるので、正常な共振動作（ゼロ電圧スイッチング）を行なうためにインピーダンス変換を行なう要素はこの点を考慮する必要がある。この要素がリーケージトランス2であり、リーケージを持たすことにより正常な共振動作を実現する。リーケージトランス2の2次巻線9はマグネトロンを駆動するための高電圧を発生する巻線であり、その出力端に整流手段を接続している。マグネトロンは負の電圧で付勢され、その電圧は約-4kVになるがリーケージトランス2で発生される正の電圧を有効に活用するため整流手段は図1で示される全波倍電圧整流手段か、あるいは図7（a）に示す半波倍電圧整流手段か、図7（b）に示される全波整流手段か、図7（c）に示される中点タップ方式かのいずれかが選択される。さらに図1に示されるようにリーケージトランス2は3次巻線を備え、マグネトロンのカソードを加熱するための電力供給を行なう。マグネトロンのカソードにはインダクタとコンデンサとからなるフィルタが接続されており、これによりカ

ソードから発生するノイズを除去する。カソードのインピーダンスは約0.3Ωで前記インダクタのインピーダンスは周波数によって変化し、30kHzで0.4Ωとカソードインピーダンスと同じくらいになることから、そのインピーダンスがカソード電流に与える影響は大きなものとなる。従って前述したように第2のコンデンサの容量が大きくなることにより、一定周波数で出力を可変できる範囲が広がるということはカソード電流の安定性を良くするという効果が得られる。

【0042】（実施例3）本発明の電力変換装置は200V系の商用電源を整流して得られる直流電源を電力源とするが、Background of the Inventionで述べたように世界的に見れば商用電源電圧はおよそ200Vから240Vになる。このような電源電圧に対して、同等な手段で出力制御ができることが望ましい。しかしながら、40Vの電圧差では同等な回路定数で同等な制御手段を用いることが困難であり、第2のコンデンサ5やリーケージトランス2の定数変更が必要となる。

【0043】第2のコンデンサ5とリーケージトランス2とマグネトロン11とを簡略化して図8の等価回路で示すことができる。同図の交流信号源の電流特性を図9に示す。同図のAは第2のコンデンサの容量が4.5μF、交流信号源電圧が200Vの場合でリーケージトランスの定数は表1に示される値である。図9のBは第2のコンデンサの容量が5.5μF、交流信号源電圧が240Vの場合でリーケージトランスの定数はAと同じである。本発明の電力変換装置は可聴周波数以上の周波数の20kHzから40kHz以下程度で動作させるので、この領域ではA、Bの交流信号源電流はほぼ同じ特性を持っていることがわかる。このように電源電圧が高い場合は第2のコンデンサ容量を大きくして、共振周波数を下げ、先鋭度を上げることで、20kHzから40kHzでの特性をほぼ同等とすることができるので、リーケージトランス2の定数変更は不要となる。

【0044】（実施例4）商用電源を整流して直流電源を構成する場合、例えば全波整流した電圧をコンデンサによって平滑するが、平滑の度合いを大きくするほど商用電源の電流波形の歪みが大きくなる。これを抑制するため本発明の電力変換装置は平滑するコンデンサの容量値をできるだけ小さなものにしていく。図10は本発明の電力変換装置の回路ブロックを示したもので、商用電源を整流回路で整流した全波整流電圧の波形は商用電源周波数のエンベロープを持つ。このような電圧が以降の半導体スイッチング素子や共振回路に供給されマグネトロンを駆動するため、マグネトロンに流れるアノード電流波形も商用電源周波数のエンベロープを持つ。マグネトロンは-3.8kVの電圧で発振するので、商用電源電圧が低い期間には発振できない休止期間がある。このためアノード電流エンベロープは不連続になり、商用電源の電流波形も同様に不連続なエンベロープとなる。これが商用電源の

電流波形歪みの原因となるので、この電流の休止期間をできるだけ短くする必要がある。また、マグネトロンの寿命はアノード電流のピーク値に大きく依存し、電流ピーク値が高くなると寿命が短くなるので、約1.2A以下にする必要がある。

【0045】このため、本発明の電力変換装置は商用電源電圧のエンベロープに従って半導体スイッチング素子の駆動信号のデューティを変化させている。すなわちエンベロープの電圧が低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティを大きくしている。

【0046】実施形態1で述べたように、出力とデューティの関係は図6に示されており、デューティ約40%で出力が最大となるので、エンベロープの電圧が低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティを大きくする場合、実用的にはデューティが16から40%の間で用いる事になる。

【0047】図10はエンベロープの電圧が低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティを大きくするためのパルス幅変調部を設けた回路構成を示したブロック図である。パルス幅変調部は商用電源電圧を検知する電圧検知回路の出力を基本信号としている。パルス幅変調部の内部では基本信号を反転増幅したり、あるいは部分的に倍率を変更する操作を行う。なぜなら、電圧検知回路の出力どおりにパルス幅変調信号を形成すると、商用電源の電流波形が台形に近い形状となるため、かえって歪みを大きくしてしまうからである。従って、パルス幅変調部は図11に示されるように商用電源電圧エンベロープに応じてパルス幅変調信号を出力している。この出力に従って、駆動部は半導体スイッチング素子を駆動する。

【0048】前述したように、デューティは約40%以上になると、出力が下がってしまうので、パルス幅変調部には上限リミッタする機能を付加してある。図14の期間Aは上限リミッタが作用して、デューティが約40%以上にならないようにしている。

【0049】（実施例5）商用電源電圧のエンベロープに従って半導体スイッチング素子の駆動信号のデューティを変化させ、エンベロープの電圧が低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティを大きくする制御を行って、エンベロープの電圧の低い期間でも出力を増加させることをFourth exemplary embodimentで述べた。

【0050】出力の調整はデューティだけでなく、周波数によっても変化する。本発明の電力変換装置は30kHz前後の動作周波数で用いるが、図11の特性図で示されるように共振回路の共振点に近づくほど入力電流が増大していることがわかる。従って、エンベロープの電圧が低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティを大きくするとともに動作周波数を下げれば、より出力を増大する事ができる。

【0051】図12は商用電源電圧を検知する電圧検知

回路の出力を基本信号として、周波数変調信号をつくる周波数変調部を設けた構成を示した回路ブロック図である。周波数変調部の内部では基本信号を正転増幅したり、あるいは部分的に倍率を変更する操作を行う。出力の周波数変調信号は駆動部に伝達され、駆動部はそれに従い半導体スイッチング素子を駆動する。

【0052】また、動作周波数が20kHz以下になると、可聴周波数帯になるので電力変換装置から音が聞こえることがあるので、周波数変調部には周波数の下限を約20kHzに制限する下限リミットを設けてある。図13の周波数変調部出力の期間Bで、この下限リミットが作用している。

【0053】マグネトロンは-4kV程度の電圧を印加され、かつカソードが適切な温度である2100OKになると発振する事ができるが、起動時にカソードの温度が2100OKに達するまでである時間を要する。高速加熱を行うにはこの時間をなるべく短くすることが必要である。このため、起動時にはカソードになるべく大きな電流を流せばよい。しかしながら、図1の回路図で示したように、高電圧を発生する巻線（2次巻線）とカソードに電流を供給する巻線（3次巻線）は同一のリーケージトランス2に設けられているため、起動時に大きなカソード電流を流そうとすると、2次巻線電圧も大きくならざるおえず、このため整流回路10を構成する電気部品の耐圧を十分大きくすることが必要となる。ところが、マグネトロン11のカソードにはインダクタが設けられており、このインダクタのインピーダンスZはインダクタンスをL、周波数をfとすると

$$Z = 2\pi f$$

であらわせられ、起動時に周波数を低くすればインピーダンスZが低減されるので、2次巻線電圧を増大させずにカソードに流れる電流を増やすことができる。

【0054】そこで、本発明の電力変換装置は図14に示すように、起動時周波数設定部を設けて、起動時に周波数変調を解除させ最低周波数で動作するようにしている。また、起動時周波数設定部はリーケージトランス1次巻線電圧、あるいは2次巻線電圧を検知し、1次巻線電圧あるいは2次巻線電圧が一定になるように周波数を制御するようにしているため、電源電圧変動時においても安定した電圧が出力される。

【0055】マグネトロンが発振すると、その情報が起動時周波数設定部に伝達され、この情報に基づいて起動時周波数設定部はただちに周波数変調を復活させる。これにより、低い周波数でのマグネトロンの発振期間をなくし過大な出力の発生を防止することができる。

【0056】マグネトロン出力はアノード電流の大きさで知る事ができる。図15はアノード電流検知部を設けて、アノード電流を検知し、その情報をマイコンに伝達している。マイコンは所定の出力になるように出力調整部を操作する。出力調整部からは周波数変調部、パルス

幅変調部に指令が伝達される。出力調整部は出力を下げる場合、まずパルス幅変調を優先して行う。さらに出力を下げるときに周波数変調を操作する。図16は出力制御時の周波数変調部出力と、パルス幅変調部出力とを示したもので、点線が高出力時、実線が低出力時の変調信号を示しており、低出力にするときはパルス幅変調部が優先される。

【0057】これにより、出力制御時のカソード電流変化を少なくする事ができ、出力制御範囲をより広げる事ができるという効果がある。

【0058】アノード電流の出力を検知するアノード電流検知部の信号をマイコンに伝達する事により、マグネトロンノ異常を判定する事ができる。マイコンからの出力設定とアノード電流検知部からの信号が大きく違っていると、マグネトロンノ短絡が考えられ、この場合マイコンから出力調整部に停止信号を送る事ができる。

【0059】（実施例6）図1において第1のコンデンサ4と、第2のコンデンサ5とリーケージトランス2の1次巻線3との直列回路とは、前記第1のコンデンサ4は前記第2の半導体スイッチング素子7に並列に接続され、前記第2のコンデンサ5と前記リーケージトランス2の1次巻線3との直列回路は前記第2の半導体スイッチング素子7に並列に接続される構成としているが、以下のように接続しても同様な効果が得られる。

【0060】まず、図17(a)に示すように、第1のコンデンサ4は前記第1の半導体スイッチング素子6に並列に接続され、第2のコンデンサ5とリーケージトランスの1次巻線3との直列回路は第2の半導体スイッチング素子7に並列に接続される構成とする場合、または、同図(b)に示されるように第1のコンデンサ4は第1の半導体スイッチング素子6に並列に接続され、第2のコンデンサ5とリーケージトランスの1次巻線3との直列回路は、第1の半導体スイッチング素子6と並列に接続される構成とする場合、さらに、第1のコンデンサ4は第2の半導体スイッチング素子7と並列に接続され、第2のコンデンサ5とリーケージトランスの1次巻線3との直列回路は、第1の半導体スイッチング素子6に並列に接続される構成とする場合である。

【0061】（実施例7）前述したように、駆動部8は、その内部に第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7の駆動信号をつくるための発振部を有し、この発振部で所定周波数とデューティの信号が発生され、第1の半導体スイッチング素子6に駆動信号を与えている。第2の半導体スイッチング素子7には、第1の半導体スイッチング素子6の駆動信号を反転し遅延時間を持たせた信号が与えられる。従って第1の半導体スイッチング素子6に与える最初のパルスの幅を最小にすると、第2の半導体スイッチング素子7は最大のパルス幅で駆動される事になる。図1に示される回路構成で、半導体スイッチング素子6、7が動作してい

ないとき、第1の半導体スイッチング素子のコレクタ電圧 V_{ce} は0Vで第2の半導体スイッチング素子の印加電圧は直流電源電圧と同じVDCになる。この状態から半導体スイッチング素子6、7が駆動を始めると、半導体スイッチング素子7の最初の最大パルス幅での動作により、リーケージトランスの2次巻線9に過大な電圧が発生する。これを防止するために、図18に示すように第1の抵抗14と第2の抵抗15とを直列接続したものを、直流電源に並列に接続し、第1の抵抗14と第2の抵抗15との接続点を、第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7との接続点に接続する構成とする。これにより初期状態に第2の半導体スイッチング素子に印可する電圧は第1の抵抗と第2の抵抗との分圧で決定されるので、リーケージトランスの2次巻線9に過大な電圧が発生しないように分圧比を決めている。

【0062】

【発明の効果】本発明は以下の効果を有する。

【0063】1. 直流電源と、前記直流電源に接続されるリーケージトランスと、前記リーケージトランスの1次巻線側に直列に接続される第2のコンデンサと、前記直流電源に接続される第1のコンデンサと、前記直流電源に接続される第2の半導体スイッチング素子と、前記第2の半導体スイッチング素子に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子とを駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線側に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから構成することにより、共振回路方式の特徴を活かし、かつ、半導体スイッチング素子の電圧は直流電源電圧以上にはならないという効果ある。さらに、第2のコンデンサの容量をその電圧リップルが少ないものになるように十分大きな容量値に設定することにより周波数一定でデューティによる出力可変範囲を大きくできるという効果がある。

【0064】2. リーケージを持たせたリーケージトランスと、リーケージトランスの2次巻線側に接続される整流手段を全波倍電圧整流方式、半波倍電圧整流方式、全波整流方式、および前記リーケージトランスの2次巻線の中点にタップを設けてダイオードを介してマグネトロンに接続する中点タップ方式の内の1つを選択することにより、正常な共振動作とリーケージトランスの2次巻線で発生される正負の電圧を有効に活用するとができるという効果がある。

【0065】3. 直流電源は商用電源を整流して得る構成とし、商用電源電圧は200Vから240Vの範囲で、前記商用電源の電圧が高いほど第2のコンデンサの容量値を大きくし、リーケージトランスは同じ定数のものを用いる構成とすることにより、20kHzから40kHzでの電流特性をほぼ同等とすることができるので、リーケージトランスを共用することができるという効果を有する。

【0066】4. 商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源の電圧を検知する電圧検知部と、前記電圧検知部の出力を基本信号とするパルス幅変調部とを備え、前記パルス幅変調部の信号は駆動部に伝達され、前記駆動部は前記信号に従って半導体スイッチング素子を駆動する構成とすることにより、商用電源の電流波形歪みの原因となる電流の休止期間を短くすることができ、歪みを低減できるという効果がある。また、マグネトロン寿命を左右するアノード電流のピーク値を約1.2A以下にできマグネトロン寿命を確保できるという効果を有する。

【0067】5. 商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源の電圧を検知する電圧検知部と、前記電圧検知部の出力を基本信号とする周波数変調部とを備え、前記周波数変調部の信号は駆動部に伝達され、前記駆動部は前記信号に従って半導体スイッチング素子を駆動する構成とすることにより、商用電源電圧エンベロープが低くなるほど半導体スイッチング素子のデューティを大きくし、さらに動作周波数を下げればより出力を増大する事ができるので商用電源の電流休止期間をより短くでき、その結果電流波形歪みを低減できるという効果がある。

【0068】また、起動時周波数設定部を設け、起動時に周波数変調を解除して低い周波数での一定周波数制御を行なう構成とすることにより、起動時カソードインダクタのインピーダンスが低減され、2次巻線電圧を増大させずにカソードに流れる電流を増やすことができ、カソード温度を速やかに所定の温度にすることができるという効果がある。

【0069】6. 前記第1のコンデンサと、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路とは、(1) 前記第1のコンデンサは前記第1の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は前記第2の半導体スイッチング素子に並列に接続 *

*される構成、(2) 前記第1のコンデンサは前記第1の半導体スイッチング素子に並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は、前記第1の半導体スイッチング素子と並列に接続される構成、(3) 前記第1のコンデンサは前記第2の半導体スイッチング素子と並列に接続され、前記第2のコンデンサと前記リーケージトランスの1次巻線との直列回路は、前記第1の半導体スイッチング素子に並列に接続される構成、の内の1つの構成とすることにより、1と同等な効果がある。

【0070】7. 第1の抵抗と第2の抵抗とを直列接続したものを、前記直流電源に並列に接続し、前記第1の抵抗と前記第2の抵抗との接続点を、前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子との接続点に接続する構成とすることにより、半導体スイッチング素子の駆動初期にリーケージトランスの2次巻線に過大電圧が発生することを防止できるという効果がある。

【0071】

【表1】

リーケージトランス	1次巻線インダクタンス	45 μ H
	2次巻線インダクタンス	14mH
	1次巻線と2次巻線の結合係数	0.74
第1のコンデンサ容量		0.18 μ F
第2のコンデンサ容量		4.5 μ F
第3のコンデンサ容量		5 μ F
動作周波数		35kHz

【0072】

【表2】

		100V	200V
リーケージトランス	1次巻線インダクタンス	45 μ H	150 μ H
	2次巻線インダクタンス	14mH	8mH
	1次巻線と2次巻線の結合係数	0.74	0.74
第1のコンデンサ容量		0.18 μ F	0.05 μ F
第2のコンデンサ容量		4.5 μ F	4.5 μ F
第1の半導体スイッチング素子の電圧		430V	930V

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例1における高周波加熱装置に用いるマグネトロンを駆動する電力変換装置の回路図

【図2】(a) 図1の回路における動作のモード1の回

路図

(b) 図1の回路における動作のモード2の回路図

(c) 図1の回路における動作のモード3の回路図

(d) 図1の回路における動作のモード4の回路図

(e) 図 1 の回路における動作のモード 5 の回路図
 (f) 図 1 の回路における動作のモード 6 の回路図
 【図 3】図 1 の構成要素の電圧、電流を示した波形図
 【図 4】第 1 の半導体スイッチング素子の電流を示した波形図
 【図 5】交流電源を整流して得る直流電源の構成を示した回路図
 【図 6】本発明の実施例 1 の回路構成での出力特性図
 【図 7】(a) 本発明の実施例 2 における半波倍電圧整流回路を示す図
 (b) 同全波整流回路図
 (c) 同中点タップ方式を示す図
 【図 8】本発明の実施例 3 におけるマグネトロンを駆動する電力変換装置の簡易等価回路図
 【図 9】図 8 の等価回路の周波数と交流信号源の電流との関係を示す特性図
 【図 10】実施形態 4 における回路ブロック図
 【図 11】実施例 4 におけるパルス幅変調部出力波形図
 【図 12】実施例 5 における回路ブロック図
 【図 13】実施例 5 におけるパルス幅変調部出力波形図と周波数変調部 出力波形図
 【図 14】実施例 5 において起動時周波数設定部を付加した回路ブロック図
 【図 15】実施例 5 において出力調整部を付加した回路ブロック図

【図 16】図 15 の回路構成によるパルス幅変調部 出力波形図と周波数変調出力波形図

【図 17】(a) 実施形態 1 の他の組み合わせを示す回路図

(b) 実施形態 1 の他の組み合わせを示す回路図

(c) 実施形態 1 の他の組み合わせを示す回路図

【図 18】実施形態 6 における回路図

【図 19】従来の高周波加熱装置に用いるマグネトロンを駆動する電力変換装置の回路構成を示す回路図

【符号の説明】

- 1 直流電源
- 2 リークエジトランス
- 3 1次巻線
- 4 第 1 のコンデンサ
- 5 第 2 のコンデンサ
- 6 第 1 の半導体スイッチング素子
- 7 第 2 の半導体スイッチング素子
- 8 駆動部
- 9 2次巻線
- 10 全波倍電圧整流回路
- 11 マグネトロン
- 12 3次巻線
- 13 第 3 のコンデンサ
- 14 第 1 の抵抗
- 15 第 2 の抵抗